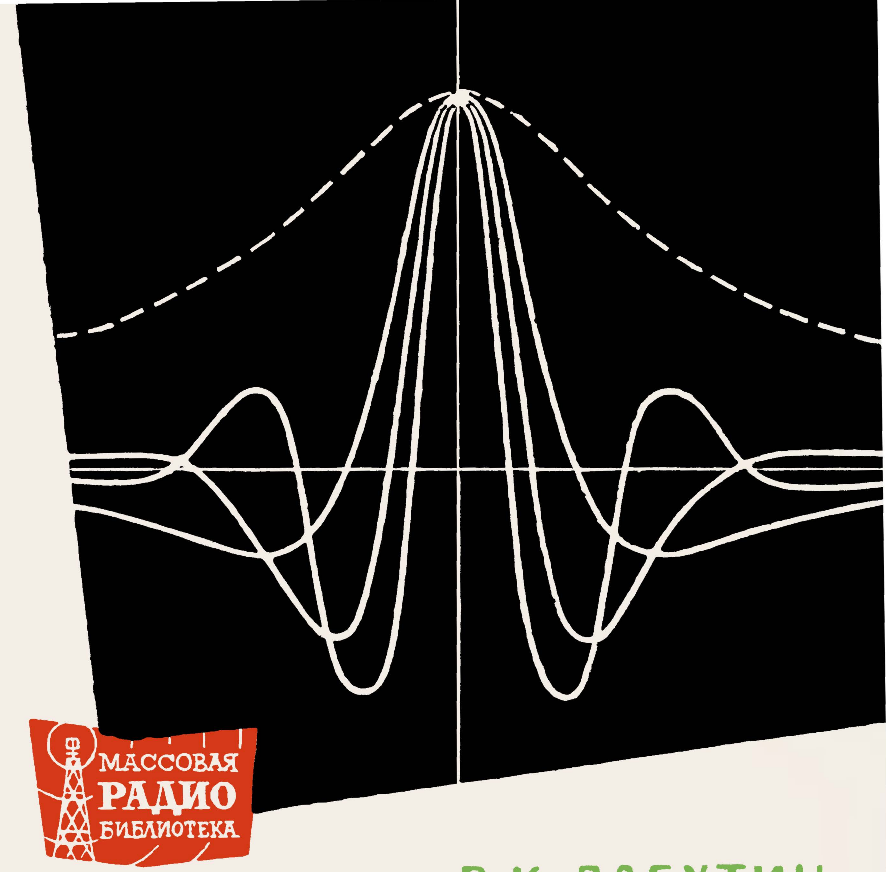


В. К. ЛАБУТИН
А. П. МОЛЧАНОВ

СЛУХ И АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

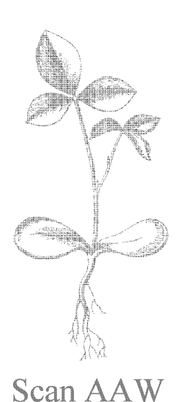
·ЭНЕРГИЯ·

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 636

В. К. ЛАБУТИН и А. П. МОЛЧАНОВ

СЛУХ И АНАЛИЗ СИГНАЛОВ





«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1967

УДК 578:621.38
Л 12

Описаны общие задачи анализа сложных сигналов и механизмы частотного и временного анализа звуковых сигналов органами слуха человека и животного. Рассмотрены возможности технического моделирования этих механизмов средствами радиоэлектроники. Приведены экспериментальные данные, полученные на действующих макетах анализаторов, имитирующих работу некоторых отделов органов слуха.

Книга рассчитана на подготовленных читателей, интересующихся проблемами бионики.

Лабутин Вадим Константинович
и Молчанов Александр Павлович

Слух и анализ сигналов.

3-4-5
354-66

Редактор *Н. А. Дубровский* Техн. редактор *В. Н. Малькова*
Корректор *Е. В. Кузнецова*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 25/I 1967 г. Подписано к печати 7/IV 1967 г.
Т-01869 Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 4,2 Уч.-изд. л. 5,56
Тираж 20 000 экз. Цена 23 коп. Заказ 50
Издательство „Энергия". Москва, Ж-114. Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ И БИОНИКА

Слово анализ — древнегреческого происхождения и обозначает разложение, расчленение. Именно в этом смысле анализ является широко распространенным методом научного исследования, заключающимся в выяснении того, из каких более простых слагаемых частей состоит изучаемый предмет или явление.

Большую силу приобретает анализ в том случае, когда удается широкое разнообразие явлений свести к различным комбинациям небольшого количества элементарных, простейших явлений. Ярким примером этому служит химический анализ, позволяющий объяснить бесконечное многообразие существующих в природе веществ разнообразными сочетаниями (химическими соединениями) примерно ста простых химических веществ (элементов). При этом тщательное изучение свойств элементов и законов, которым подчинено образование их соединений, позволяет не только с единых позиций истолковывать свойства самых разнообразных сложных веществ, но и целеустремленно вести работу по созданию (синтезу) новых веществ с наперед заданными свойствами.

Не менее важной в области радиотехники является задача анализа сигналов. Действительно, сигналы, используемые в современной технике для передачи различной информации, настолько многообразны, что не может быть и речи о разумном конструировании аппаратуры связи при отказе от попыток представить любой реальный сигнал в виде суммы того или иного набора простейших, элементарных сигналов.

Еще в начале прошлого века выдающийся французский математик Жан Батист Фурье разработал оригинальный математический метод, позволяющий практически любую периодическую функцию представить в виде суммы ряда синусоидальных составляющих (ряда Фурье). По мере развития электротехники и особенно радиотехники ряды Фурье нашли широкое применение для анализа электрических колебаний сложной формы. Именно благодаря этому методу анализа сигналов оказалось возможным выяснить полосы частот, необходимые для передачи музыки, речи, телеграфных сигналов. Но от правильного выбора полосы частот, излучаемой радиопередатчиком и пропускаемой приемником, в сильнейшей мере зависит качество передачи, влияние помех, возможное количество одновременно действующих радиостанций и т. д.

Таким образом, с анализом сигналов оказывается тесно связан целый ряд важнейших практических вопросов. К анализу сигналов сводится множество задач, выполняемых разнообразными устройст-

вами передачи и обработки информации. Типичную задачу анализа — выделение части из целого — решает по существу любой радиоприемник, позволяющий благодаря своей частотной избирательности выделить сигналы принимаемой радиостанции из всего множества радиосигналов и помех, воспринимаемых антенной. Другого рода анализатором является передающая телевизионная трубка, в которой электронный луч, последовательно обегая элементы фоточувствительного слоя сигнальной пластины, осуществляет разложение сложного сигнала (спроектированного на эту пластину изображения) в последовательность различной величины импульсов электрического тока. В качестве еще одного примера практической значимости анализа сложных сигналов укажем на задачу определения характера радиолокационной цели по отраженному импульсу. Здесь при анализе отраженного сигнала важны такие его характеристики, как продолжительность, величина, форма, изменения с течением времени.

Из этих примеров видно, что в отличие от химического анализа, где набор элементарных веществ предопределен самой природой, в радиотехнике в роли элементарных составляющих в зависимости от конкретной задачи могут выступать различные наборы сигналов или признаков. Это обстоятельство, вообще говоря, не делает науку более стройной, а аппаратуру более совершенной. Поиски единых универсальных методов анализа сигналов могут привести к созданию аппаратуры различного назначения на единых принципах, обеспечивающих в то же время наиболее эффективное выполнение всех задач по передаче, хранению и обработке любой информации.

С особой остротой встает проблема анализа сигналов в последние годы ввиду интенсивной разработки технических средств, принимающих на себя многие функции интеллектуальной деятельности человека. Бурное развитие идей кибернетики наряду с большим прогрессом электронной техники открывает перед человечеством неисчерпаемые возможности создания «умных» машин-автоматов, которым можно перепоручить массу задач, в настоящее время выполняемых людьми. Успешное решение большинства таких задач требует создания электронных «органов чувств», способных воспринимать информацию о состоянии контролируемого данной машиной объекта или процесса, и «электронного мозга», способного оценивать ситуацию по тем же критериям, что и человек. Все это приводит к чрезвычайному расширению как ассортимента сигналов, подлежащих введению в электронные устройства, так и способов эффективной переработки информации, заключенной в этих сигналах. На повестке дня уже стоят проблемы автоматического распознавания зрительных и слуховых образов, классификации ситуаций, быстрого обнаружения важных сигналов в присутствии множества второстепенных или мешающих сигналов, безошибочной передачи информации через сложные системы с недостаточно надежными элементами и многие другие.

В складывающейся обстановке большое значение приобретает пристальное изучение тех способов восприятия и переработки информации, которыми располагают живые организмы и в особенности органы чувств человека. Выяснение принципов анализа сигналов органами чувств может привести не только к дальнейшему прогрессу физиологии, но и к решению множества назревших технических проблем. Взаимное проникновение техники и биологии, бы-

строе развитие бионики должно обогатить представителей различных областей знания новыми идеями и стимулировать общий прогресс науки и техники.

ЧАСТОТНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

Любой сигнал, передаваемый по одному каналу, например напряжение, изменяющееся с течением времени, как показано на рис. 1, можно в общем виде записать с помощью выражения

$$u=f(t),$$

или короче $u(t)$ (читается: u есть функция t). Эти выражения не объясняют, как именно зависит напряжение от времени, какие значения приобретает оно в те или иные моменты времени, а лишь указывают на наличие зависимости напряжения u от времени t.

Предположим сначала, что мы имеем дело с периодическим сигналом (рис. 1), форма которого через одинаковые промежутки времени T бесконечно повторяется. Интервал T называют периодом такого сигнала, а число периодов в течение 1 *сек* — основной частотой

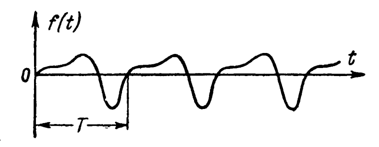


Рис. 1. Периодический сигнал.

$$F=\frac{1}{T}.$$

Строгими математическими методами доказывается, что периодическое колебание сложной формы всегда можно представить в виде суммы простейших периодических колебаний — синусоид — с периодами, равными T, $T/2$, $T/3$ и т. д., или, иначе говоря, с частотами, кратными основной частоте. Эти составляющие, иначе называемые гармониками, нумеруются в порядке возрастания частоты: первая — с основной частотой колебания F, вторая — с удвоенной частотой $2F$, третья — $3F$ и т. д. Таким образом, периодическое колебание можно отождествить с суммой синусоидальных колебаний:

$$f(t)=A_0+A_1\sin(\omega t+\varphi_1)+A_2\sin(2\omega t+\varphi_2)+A_3\sin(3\omega t+\varphi_3)+\ \ldots, \quad (1)$$

где A_1, A_2, A_3 ... — амплитуды (например, напряжения) первой, второй, третьей гармоник и т. д.; φ_1, φ_2, φ_3 ... — их начальные фазы, а $\omega=2\pi F$ — основная частота, выраженная в радианах в секунду. Первый член, обозначенный символом A_0, добавлен для того, чтобы при необходимости можно было бы учесть и постоянную составляющую напряжения или тока (в ее отсутствии считают $A_0=0$). Многоточие после последнего члена в правой части выражения (1) означает, что далее идут аналогичные по форме члены, описывающие четвертую, пятую и последующие гармоники более высоких номеров.

Для упрощения записи выражение (1), называемое рядом Фурье, принято записывать в другой форме:

$$f(t)=\sum_{k=0}^{\infty} A_k \sin(k\omega t+\varphi_k)\ , \quad (2)$$

где символ Σ (греческая буква сигма) обозначает сумму ряда одинаковых по форме членов вида $A_k \sin(k\omega t+\varphi_k)$ со значками k, принимающими последовательные целые значения $k=0, 1, 2, 3 \ldots$.

Значок ∞ над буквой Σ означает, что этот ряд продолжается до бесконечности. Дело в том, что теоретически для точного отображения любого периодического колебания надо учитывать любую его гармонику со сколь угодно высокой частотой. Однако на практике не существует электрических цепей, которые могли бы формировать или пропускать электрические колебания без ослабления энергии в области достаточно высоких частот. Поэтому реальный сигнал можно описать с помощью конечного числа гармоник, скажем, до $k=n$. В качестве примера на рис. 2 приведены графики периодического колебания сложной формы (*а*) и всего три гармо-

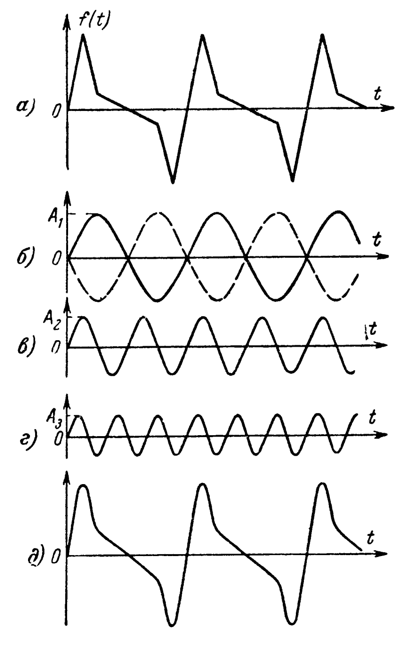


Рис. 2. Представление периодического сигнала (*а*) в виде набора гармонических составляющих (*б*, *в*, *г*) и сумма первых трех гармоник (*д*).

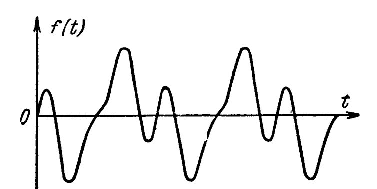


Рис. 3. Результирующая форма сигнала при изменении начальной фазы одной первой гармоники (ср. с рис. 2,*д*).

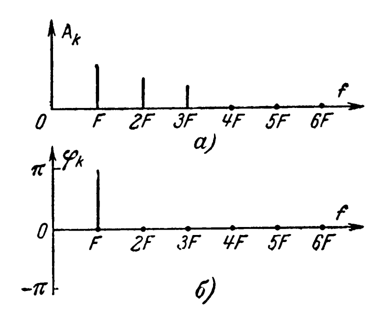


Рис. 4. Зависимость амплитуд (*а*) и фаз (*б*) спектральных составляющих сигнала, изображенного на рис. 3, от частоты.

ники (*б*, *в*, *г*), сумма которых (*д*) удовлетворительно совпадает с заданным колебанием. Из этого рисунка видно, что пренебрежение высшими гармониками приводит к сглаживанию изломов и наиболее заостренных участков формы сложного колебания.

Поскольку каждая из гармоник вполне однозначно описывается указанием всего лишь двух величин — амплитуды A_k и начальной фазы φ_k, то оказывается возможным любой периодический сигнал

описать указанием ограниченного количества чисел, хотя сам такой сигнал может длиться бесконечно долго. Совокупность значений амплитуд гармоник (A_1, A_2, A_3 ...) называется амплитудно-частотным спектром данного колебания, а совокупность значений начальных фаз (φ_1, φ_2, φ_3 ...) — фазо-частотным спектром.

Сигналы различной формы имеют разные спектры, т. е. неодинаковые значения амплитуд и фаз гармоник. Наоборот, изменение соотношений между амплитудами или начальными фазами гармоник, составляющих сложное колебание, приводит к изменению формы этого колебания. Так, на рис. 3 изображено результирующее колебание, образующееся из тех же составляющих, что и на рис. 2, при изменении только фазы одной первой гармоники (на полпериода, как показано на рис. 2,*б* штриховой линией).

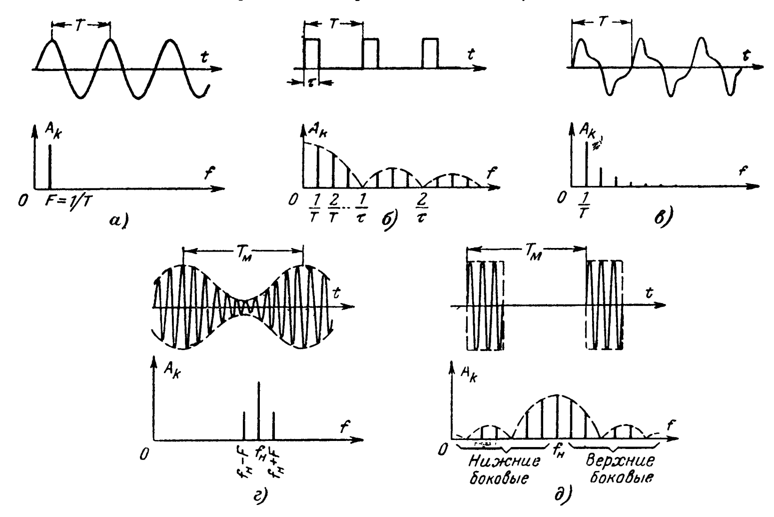


Рис. 5. Различные типы сигналов и их частотные спектры.

Для упрощения графического описания частотных спектров вместо вырисовывания синусоид — гармоник часто пользуются линейчатыми диаграммами спектров, примеры которых показаны на рис. 4. Здесь каждая линия обозначает гармонику с частотой, указанной на оси абсцисс. Длина линий на диаграмме, показанной на рис. 4,*а*, определяет амплитуды соответствующих гармоник, а на диаграмме, показанной на рис. 4,*б*, — их начальные фазы. Таким образом, рис. 4,*а* изображает амплитудно-частотный спектр, а рис. 4,*б* — фазо-частотный (это спектры того же колебания, которое изображено на рис. 3).

На рис. 5 приведены частотные спектры нескольких характерных типов периодических сигналов. Синуосидальное колебание (рис. 5,*а*) имеет спектр в виде одной линии на частоте этого колебания. Сигнал из повторяющихся прямоугольных импульсов (рис. 5,*б*) имеет очень широкий спектр, причем, несмотря на общую тенденцию к убыванию амплитуд, наблюдаются то увеличения, то

спады амплитуд гармоник на различных частотах. Сигнал, лишенный острых очертаний (рис. 5,*в*), имеет относительно неширокий спектр с быстро убывающими амплитудами высших гармоник.

Амплитудно-модулированное (АМ) колебание можно рассматривать как периодическое лишь при условии, что несущая частота кратна частоте модуляции (огибающей). Тем не менее такое колебание, как показывают тригонометрические соотношения, тоже имеет линейчатый спектр, хотя структура его отлична от спектров периодических колебаний. Здесь имеется прежде всего синусоидальная составляющая с частотой несущего колебания ($f_н$ на рис. 5,*г*, *д*). Остальные (боковые) гармоники спектра зависят от формы огибающей. В общем случае спектр АМ колебания получается путем сдвига (переноса) спектра модулирующего сигнала по оси абсцисс на расстояние от нуля до точки $f_н$ (верхняя полоса боковых частот) и зеркального отображения этого спектра относительно несущей (нижняя полоса боковых частот). Если модулирующий сигнал представляет собой синусоиду (рис. 5,*г*), то спектр АМ колебания состоит всего лишь из трех синусоидальных составляющих: несущей $f_н$ и двух боковых $f_н+F$ и $f_н-F$ (F — частота модулирующего колебания). При модуляции сложными сигналами полоса боковых частот расширяется и может простираться от нуля до бесконечности. На рис. 5,*д* показан спектр колебания, модулированного прямоугольными импульсами той же частоты F, что и огибающая на рис. 5,*г*.

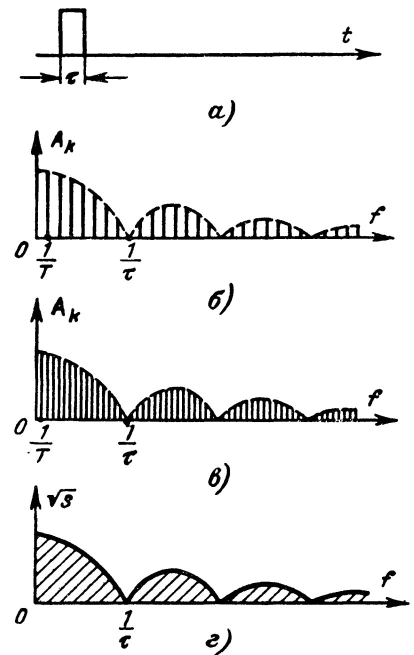


Рис. 6. Прямоугольный импульс (*а*) и изменение его частотного спектра (*б*, *в*, *г*) по мере увеличения периода повторения.

Итак, метод частотного анализа позволяет представить периодические и некоторые другие сигналы в виде более или менее протяженного ряда синусоидальных составляющих, причем любой такой сигнал на практике можно описать ограниченным набором чисел, характеризующих амплитуды и начальные фазы его гармонических составляющих.

Несколько сложнее обстоит дело с непериодическими сигналами, которые нельзя представить в виде повторяющихся отрезков одинаковой формы. Характерным апериодическим сигналом является одиночный прямоугольный импульс (рис. 6,*а*). Оказывается, и такой сигнал можно представить как сумму синусоидальных колебаний различ-

ных частот. Выяснить характер частотного спектра в этом случае можно следующим образом.

Возьмем за основу периодический импульсный сигнал, показанный на рис. 5,*б* сверху, и начнем постепенно увеличивать период *T* повторения импульсов. При этом величину *T* можно сделать сколь угодно большой, например 1 год или 1 000 лет, так что один из импульсов такой последовательности можно будет практически рассматривать как одиночный непериодический сигнал. Посмотрим, как с увеличением периода *T* будет изменяться частотный спектр этого сигнала. Из нижней диаграммы на рис. 5,*б* видно, что от величины *T* зависят интервалы между соседними гармоническими составляющими. Если период *T* увеличить вдвое, то интервалы между гармониками уменьшатся вдвое, а число гармоник возрастет вдвое (сравните диаграмму на рис. 5,*б* с рис. 6,*б*). Если далее снова увеличить период *T* в 2 раза, то число гармоник увеличится еще в 2 раза (рис. 6,*в*) и т. д. Очевидно, при неограниченном возрастании периода *T* интервалы между гармониками будут неограниченно уменьшаться, а количество гармонических составляющих будет неограниченно возрастать, и в конце концов для одиночного импульса мы получим не линейчатый, а сплошной спектр, в котором будут присутствовать синусоидальные колебания всех частот (рис. 6,*г*). Огибающая же этого спектра останется без изменений (как на рис. 6,*б*, *в*), поскольку положение ее характерных точек (например, минимумов амплитуд) зависит от продолжительности импульсов τ, а не от периода их следования *T*.

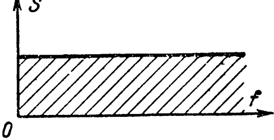


Рис. 7. Частотный спектр белого шума.

К диаграммам, изображенным на рис. 6, надо сделать одно примечание. Добавление все новых и новых составляющих по мере увеличения периода повторения импульсов может означать увеличение энергии сигнала, если одновременно амплитуда составляющих не уменьшается. Это противоречит простой логике. В действительности одновременно с увеличением числа гармоник при удлинении периода *T* их амплитуда уменьшается, и на рис. 6,*в*, соблюдая неизменный масштаб оси ординат, следовало бы все линии изобразить короче, чем на рис. 6,*б*. При неопределенно большом периоде повторения, когда спектр становится сплошным (рис. 6,*в*), амплитуды всех составляющих становятся неопределенно малыми. Зато число отдельных составляющих в пределах любой малой полоски частот неограниченно возрастает. Поэтому вместо амплитуд отдельных колебаний в этом случае удобнее рассматривать суммарную мощность всех синусоидальных составляющих в элементарной полосе частот, например в полосе шириной 1 *гц*. Такая величина называется спектральной плотностью мощности и обозначается буквой *S*. Она пропорциональна сумме квадратов амплитуд всех синусоидальных составляющих, заключенных в пределах полосы 1 *гц*. Корень квадратный из величины *S* зависит от частоты так же, как и огибающая линейчатого спектра данного импульса в случае его периодического повторения (рис. 6,*г*).

Большую роль при изучении помехоустойчивости, разнообразных устройств приема сигналов играет особый вид помех, отличающихся тем, что их спектральная плотность одинакова на всех часто-

тах (рис. 7). Таков, например, спектр электрических флуктуаций (шумов), создаваемых неравномерностью движения электронов в проводниках (тепловой шум) или непостоянством количества электронов, пролетающих от катода к аноду электронной лампы (дробовой шум). Помехи с одинаковой на всех частотах спектральной плотностью называют белым шумом (наподобие белого света, состоящего из смеси световых волн широкого диапазона длин).

ВРЕМЕННОЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ

Другой способ разложения сигналов произвольной формы на составляющие основан на возможности представить любой сигнал в виде совокупности следующих друг за другом импульсов.

Так, в качестве элементарного сигнала можно выбрать короткий прямоугольный импульс единичной величины (например, импульс напряжения в 1 *в*). Обозначим такой импульс символом $\Pi_\tau(0)$, который означает, что прямоугольный импульс длительности τ появляется в момент времени $t=0$. Прямоугольный импульс любой другой величины прежней длительности можно записать в виде произведения $C\Pi_\tau(0)$, где коэффициент C указывает величину данного импульса (например, для импульса напряжения — 2 *в* коэффициент $C=-2$). Если какой-либо импульс появляется в момент времени $t=t_1$, отличный от нуля, то его можно записать в виде $C\Pi_\tau(t-t_1)$, поскольку в этот момент выражение, заключенное в скобки, обращается в нуль.

При помощи введенных обозначений любой сигнал $f(t)$ приближенно представляется в виде суммы ряда следующих друг за другом единичных прямоугольных импульсов, как

$$f(t) \approx C_0\Pi_\tau(0) + C_1\Pi_\tau(t-\tau) +$$
$$+ C_2\Pi_\tau(t-2\tau) + C_3\Pi_\tau(t-3\tau) + \cdots, \qquad (3)$$

или сокращенно

$$f(t) \approx \sum_{k=0}^{\infty} C_k\Pi_\tau(t-k\tau) \qquad (4)$$

[сравните с формулами (1) и (2)].

Каждый из членов ряда (3) или (4) описывает величину прямоугольного импульса, равного значению заданного сигнала $f(t)$ в последовательные моменты времени $t=0$, τ, 2τ, 3τ ... Приближенный характер такого представления иллюстрирует рис. 8. Чем меньше длительность элементарных импульсов, тем точнее заданный сигнал заменяется рядом импульсов, однако необходимое их количество возрастает.

Заменяя сигнал рядом импульсов, его форму можно описать значениями коэффициентов C_k. Хотя формула (4) предусматривает суммирование бесконечно большого количества членов (k изменяется от нуля до бесконечности), реальные сигналы имеют ограниченную продолжительность во времени, так что, начиная с некоторого номера k, все последующие коэффициенты C_k равны нулю (на рис. 8,*а*, например, начиная с $k=11$, а на рис. 8,*б*, начиная с $k=21$).

С другой стороны, желая повысить точность описания сигнала, можно стремиться беспредельно уменьшать длительность τ элементарных импульсов, и при этом даже для сигнала ограниченной продолжительности количество коэффициентов C_k может стать сколь угодно большим. Однако для любых реальных сигналов этого делать не надо.

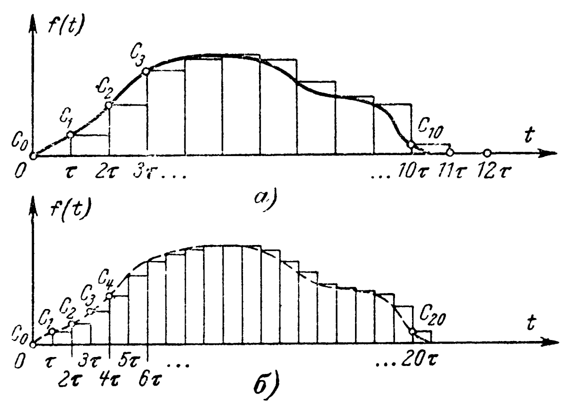


Рис. 8. Сигнал произвольной формы и его представление в виде суммы прямоугольных импульсов.

Вспомним еще раз, что любой практически возможный сигнал имеет ограниченный частотный спектр, т. е. не может содержать составляющих с частотами больше некоторой высшей частоты. Это означает, что и в очертаниях сигнала не могут присутствовать неразличимо мелкие детали или сколь угодно крутые участки. Иными словами, для изображения графика любого реального сигнала $f(t)$ всегда можно так выбрать масштаб временной оси, что очертания сигнала станут достаточно гладкими. После этого нетрудно выбрать и подходящую длительность импульсов, чтобы очертания их последовательности повторяли заданный сигнал с нужной точностью (рис. 9,*а*).

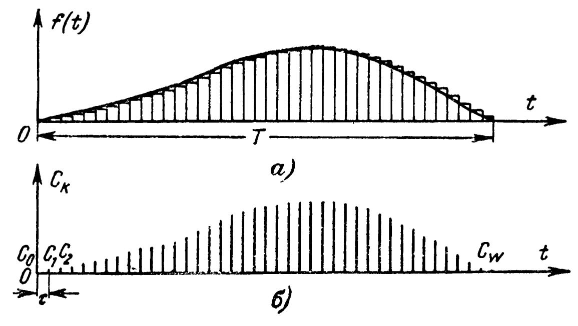


Рис. 9. Сигнал ограниченной длительности (*а*) и его амплитудно-временной спектр (*б*).

Советский ученый академик Котельников доказал теорему, носящую его имя, которая позволяет очень просто определить число w коэффициентов C_k, необходимое для полного описания сигнала с ограниченным спектром:

$$w = 2FT; \tag{5}$$

здесь T обозначает полную продолжительность сигнала, а F — полосу частот (от 0 до F), им занимаемых. С учетом теоремы Котельникова приближенное равенство (4) можно заменить точным:

$$f(t) = \sum_{k=0}^{w} C_k \Pi (t - k\tau)^*. \tag{6}$$

Из этой формулы следует, что любой ограниченной продолжительности сигнал может быть разложен на конечное число элементарных импульсов и описан набором коэффициентов C_k ($k=0$, 1, 2, ..., w), определяющих значения данного сигнала через интервалы времени

$$\tau = \frac{T}{w}. \tag{7}$$

Сопоставляя формулу (5) для определения необходимого числа коэффициентов (или, как их еще называют, отсчетов) с выражением (7), нужный интервал между соседними отсчетами можно выразить и так:

$$\tau = \frac{1}{2F}. \tag{8}$$

Из этого соотношения следует, что для полного описания сигнала надо брать отсчеты через каждые полпериода высшей частоты, содержащейся в его спектре.

Совокупность отсчетов C_k наподобие амплитудных коэффициентов в частотном анализе можно назвать амплитудно-временным спектром сигнала и представить графически в виде линейчатой диаграммы. Как видно из рис. 9,*б*, ординаты составляющих амплитудно-временного спектра (концы вертикальных линий) в точности повторяют форму самого сигнала.

Простота изображения амплитудно-временных спектров позволяет не приводить других диаграмм этих спектров для различных видов сигналов.

ОСОБЕННОСТИ ПРАКТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ

На практике наибольшее распространение получили частотные анализаторы, действие которых основано на описанном выше методе разложения сигнала на составляющие. Простейший частотный ана-

* В формуме (6) в качестве эмементарного импульса $\Pi (t - k\tau)$ вместо прямоугольного используется импульс особой формы, описываемый функцией $\frac{\sin 2\pi F (t - k\tau)}{2\pi F (t - k\tau)}$, причем, когда $t - k\tau = 0$, значение этой функции максимально и равно единице.

лизатор, или анализатор спектра, можно представить себе в виде радиоприемника с узкой полосой пропускания и вольтметром на выходе. Подав на вход такого приемника анализируемый сигнал и постепенно перестраивая приемник по диапазону, можно с помощью вольтметра определить частоты, на которых присутствуют гармоники данного сигнала, и даже измерить их амплитуды. Конечно, такая процедура анализа неприемлема для непродолжительных сигналов. Ускорение анализа достигается построением анализатора в виде супергетеродинного приемника с гетеродином, частота которого периодически качается в нужном диапазоне. К таким устройствам, называемым анализаторами последовательного действия, от-

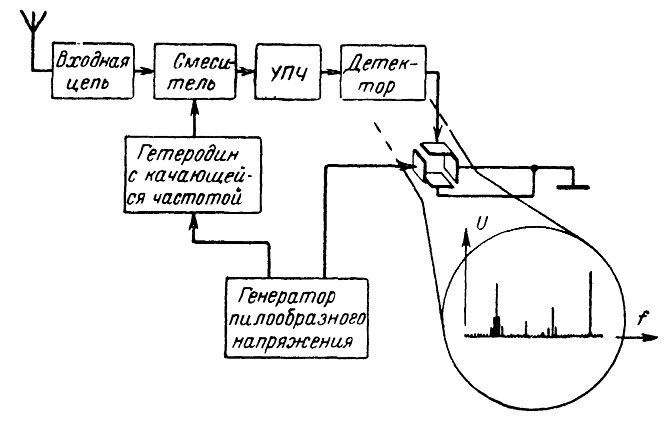


Рис. 10. Блок-схема панорамного приемника.

носится панорамный приемник (рис. 10), у которого выходное напряжение подается на отклоняющие пластины электроннолучевой трубки и вызывает появление на ее экране всплеска всякий раз, когда частота настройки приемника совпадает с частотой колебаний, излучаемых тем или иным радиопередатчиком. Осуществляя горизонтальную развертку электронного луча синхронно с качанием частоты гетеродина, на экране электроннолучевой трубки непосредственно получают линейчатую диаграмму амплитудно-частотного спектра сигналов в исследуемом диапазоне частот. Но и в этом случае кратковременные сигналы (короче периода развертки) проанализировать невозможно.

Наибольшее сокращение времени анализа обеспечивают анализаторы одновременного действия. Простейшим из них является язычковый частотомер переменного тока (рис. 11). Язычки *1*, *2*, *3*... представляют собой упругие стальные пластинки, закрепленные с одной стороны на общем основании *О*, так что их концы могут свободно вибрировать. Длина этих пластинок, считая от первой к последней, постепенно уменьшается, в связи с чем частота собственных колебаний у каждого следующего язычка несколько выше, чем у предыдущего. Ток, частоту которого надо измерить, пропускают через обмотку электромагнита *Э*, вызывающего вибрацию всех язычков. Однако вследствие резонанса наибольшую амплитуду колебаний вскоре после включения тока приобретает только тот язы-

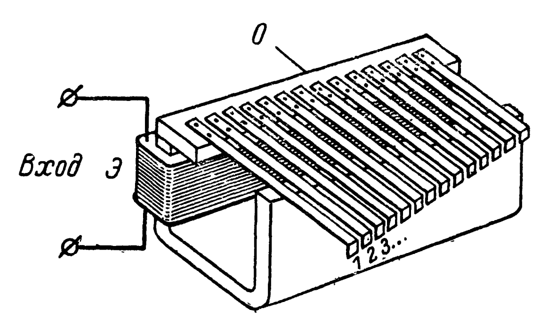


Рис. 11. Устройство язычкового частотомера.

чок, собственная частота которого совпадает с частотой тока. Если подведенный к язычковому частотомеру ток имеет несинусоидальную форму, то можно наблюдать одновременную вибрацию нескольких язычков, частоты которых совпадают с частотами гармоник тока сложной формы. При этом амплитуды колебаний язычков зависят от амплитуд соответствующих гармоник. Зная собственные частоты язычков, легко определить частотный спектр исследуемого тока.

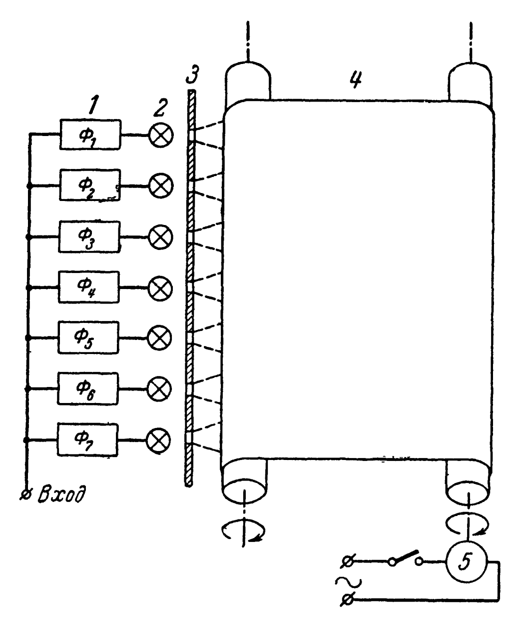


Рис. 12. Схематическое устройство спектрографа.

Более универсальный тип анализатора одновременного действия, пригодный для работы в области самых различных частот — от звуковых и до сверхвысоких частот, состоит из набора параллельно присоединенных к общему входу узкополосных фильтров *1* (рис. 12). Подобно язычкам, эти фильтры настраиваются на соседние частоты необходимого диапазона, а к их выходам подключаются индивидуальные измерители. На рис. 12 в качестве таких измерителей показаны лампочки *2*, причем свет каждой лампочки направляется через соответствующее ей отверстие в маске *3* на рулонную фотобумагу *4* и вызывает более или менее сильную засветку ее в зависимости от мощности анализируемого сигнала в полосе пропускания данного фильтра. Рулон фотобумаги можно равномерно перематывать с одного валика на другой при помощи электродвигателя *5*. Тогда свет каждой лампочки будет оставлять на фотобумаге полосу той или иной степени потемнения. Если, как это свойственно большинству реальных сигналов, частотный спектр анализируемого сигнала изменяется с течением времени, то и на фотобумаге фиксируется частотно-временной портрет этого сигнала в виде своеобразного узора. На рис. 13,*а* показан получающийся таким способом частотно-временной спектр звука сигнальной сирены с постепенно повышающейся высотой звука, а на рис. 13,*б* — вид аналогичных записей отдельного слова, произнесенного человеком.

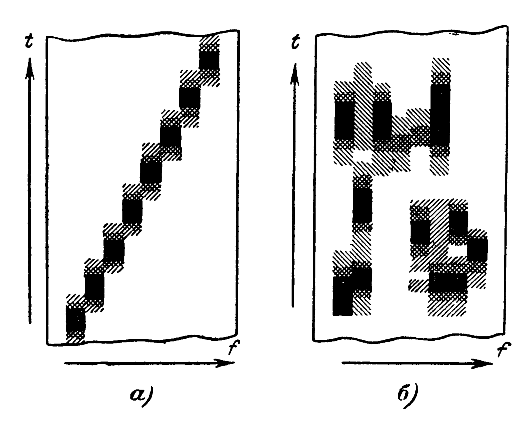


Рис. 13. Спектрограммы звука сигнальной сирены (*а*) и слова, произнесенного человеком (*б*).

Из этих картинок видно, что при практическом анализе сложных сигналов частотный спектр изменяется с течением времени, а временной спектр различен в отдельных полосах частот. Так получается не только из-за особенностей тех или иных сигналов, но в первую очередь из-за того, что практически осуществимые анализаторы спектра не могут строго соответствовать теоретическим требованиям частотного анализа.

Нельзя, например, создать фильтры с бесконечно узкой полосой пропускания, которые смогли бы выделять только одно чисто

синусоидальное колебание строго определенной частоты. Мало того, всякое сужение полосы пропускания фильтра ведет к уменьшению скорости, с которой может изменяться амплитуда на его выходе.

Хорошо известно, что после возбуждения колебаний в высокодобротном резонаторе (в колебательном контуре, у маятника) эти колебания очень медленно затухают после прекращения возбуждения. Так же медленно нарастает амплитуда колебаний при приложении периодического возбуждения. Это значит, что чрезмерно узкая полоса пропускания фильтра будет препятствовать быстрому определению появления и окончания анализируемого сигнала, процесс анализа будет длительным, а короткие сигналы вообще не удастся исследовать

Здесь мы встречаемся с объективной закономерностью, аналогичной известному в физике элементарных частиц соотношению неопределенностей. Как показал английский ученый Габор, для анализа сигналов оно принимает вид [Л. 16]:

$$\Delta f \Delta t = c, \qquad (9)$$

где Δf — полоса частот, пропускаемых измерительным устройством; Δt — необходимая длительность процесса измерения, а c — постоянная (для фильтра данного типа) величина порядка единицы. Иначе говоря, сужая полосу Δf с целью более точного определения частоты той или иной гармоники или с целью лучшего разделения близких по частоте составляющих анализируемого сигнала, мы теряем в быстродействии анализатора (Δt возрастает), а расширяя полосу пропускания, выигрываем в скорости анализа, но теряем в точности описания частотного спектра. Таким образом, величины Δf и Δt характеризуют разрешающую способность анализатора по частоте и по времени соответственно.

На основании соотношения (9) легко понять, что продолжительные сигналы с медленно изменяющимся частотным спектром выгодно анализировать частотным методом, применяя малые значения Δf, т. е. анализаторами с большим числом узкополосных фильтров. Короткие неповторяющиеся сигналы, наоборот, следует изучать при помощи анализаторов с широкой полосой пропускания Δf каналов с тем, чтобы сократить время анализа Δt до необходимого значения. Иначе анализ будет неполным или станет вообще невозможным.

К сожалению, если анализируемый сигнал неизвестен (в противном случае вряд ли необходим анализ), то заранее трудно предугадать, какова будет его продолжительность, а следовательно, трудно и выбрать наиболее подходящий анализатор с оптимальным соотношением между разрешающими способностями по частоте и по времени. Это значит, что для успешного анализа любого непредвиденного сигнала надо иметь наготове целую гамму анализаторов спектра с различными наборами фильтров. В таком виде задача анализа сигналов становится технически чрезвычайно сложной.

Между тем орган слуха человека воспринимает, выделяет из помех и распознает (а значит, анализирует) сигналы самых разнообразных типов: как тональные, так и шумовые, как длительные с медленно меняющимся спектром (спокойная музыка, пение), так и кратковременные широкополосные (речь, щелчки). Методы по-

строения и действия анализаторов, способных эффективно обрабатывать столь различные сигналы, представляют для современной техники громадный интерес.

Изложению сведений, касающихся работы слухового анализатора человека, мы предпошлем описание основных методов, которыми он изучается.

МЕТОДЫ ИЗУЧЕНИЯ ОРГАНА СЛУХА

В настоящее время сколько-нибудь полной теории действия внутреннего уха вместе с прилегающей к нему частью нервной системы, участвующей в переработке акустических сигналов, еще нет. Не только такие свойства слуха, которые определяют распознавание слов или мелодий, являются в настоящее время загадкой, отсутствуют строгие физические объяснения даже таких «простых» явлений, как различение высоты чистых тонов. Недостаточность существующих представлений о механизмах анализа сигналов в органе слуха объясняется большими трудностями постановки надежных количественных исследований над живыми организмами.

Биологи добывают сведения о работе органа слуха главным образом при помощи следующих трех видов исследований.

Анатомические исследования. При вскрытии трупов и в результате наблюдений во время хирургических операций выясняется строение изучаемых органов, структура, физические и химические свойства тканей. Благодаря этим исследованиям получены подробные анатомические схемы органов слуха человека и многих животных. Выдающемуся ученому Бекеши удалось даже изучить физические свойства некоторых элементов, образующих улитку и определяющих процессы распространения в ней колебаний. Показано, в частности, что в улитке нет высокодобротных резонаторов для разложения звуковых колебаний на синусоидальные составляющие, как это предполагалось еще со времен Гельмгольца. Однако анатомическими методами не удалось проследить связей громадного количества нервных волокон, выходящих из улитки. Анатомические исследования не позволяют также выяснить механизмы передачи и преобразования сигналов в нервных сетях.

Электрофизиологические эксперименты. Это исследования, направленные на изучение электрических реакций главным образом одиночных нервных клеток — нейронов. Подводя к телу того или иного нейрона микроэлектрод, присоединенный к регистрирующей аппаратуре, можно наблюдать появление электрических импульсов (потенциалов действия), которыми сопровождается реакция нейрона на те или иные раздражения. По современным представлениям передача раздражения вдоль нервных волокон и от одного нейрона к другому отождествляется с передачей электрических импульсов, причем большая роль в этих процессах отводится электрохимическим реакциям.

Электрофизиологические исследования, проведенные, в частности, японскими учеными Тасаки, Кацуки и др., позволили обнаружить значительное повышение частотной избирательности нейронных каналов по мере продвижения от периферии к высшим отделам органа слуха. Однако чрезвычайно большое количество нейронов в слуховой системе (порядка десятка миллионов), их малые размеры (порядка десятков микрон), сложная структура и запу-

танность многообразных взаимосвязей, а также быстрое отмирание при повреждениях, мешают проследить этап за этапом прохождение того или иного сигнала от улитки в слуховую зону коры головного мозга и детально изучить действующие при этом механизмы переработки информации.

Психоакустические эксперименты. Это опыты, в ходе которых изучают психологические реакции слушателя на определенные звуковые сигналы, выясняя тем самым свойства слуха в целом. Таким способом определены, например, абсолютный порог чувствительности уха к чистым тонам различной частоты, кривые равной громкости, способность различать малые изменения высоты тона (дифференциальный порог по частоте) и его громкости (дифференциальный порог по интенсивности) и т. д. Эти эксперименты совсем мало говорят о том, каким образом или за счет каких физических процессов происходит анализ сигналов в органе слуха, зато они выдвигают массу вопросов, нуждающихся в объяснении, и содействуют появлению разнообразных гипотез и теорий о работе органа слуха. Разумно поставленные психоакустические эксперименты являются также средством проверки правдоподобности этих гипотез и теорий.

Существенным подспорьем к этим классическим методам исследования является изучение электронных моделей отдельных элементов и структур органа слуха, которое со временем способно привести к созданию эффективной глобальной модели органа слуха.

Под электронным моделированием понимается построение на базе электронной техники устройств, которые действуют по тем же принципам, что и моделируемый объект. При этом, несмотря на изменение физической природы материалов и сигналов, важно сохранить основные закономерности тех преобразований, которым подвергаются сигналы в изучаемом органе. Поэтому правильнее будет говорить о моделировании не органа слуха (или его отдельных структур), а о моделировании процессов обработки сигналов в органе слуха.

Такое моделирование полезно, по крайней мере, в трех отношениях. Во-первых, для того, чтобы построить техническую модель, надо четко, с математической строгостью сформулировать правило, которому должно быть подчинено ее действие. Это значит, что и описания моделируемых процессов в органе слуха должны быть технически четкими и строгими. Проверка возможности построения модели, основанной на той или иной физиологической гипотезе, позволяет обнаружить неполноту или внутреннюю противоречивость отдельных гипотез, указать на недоработанные стороны теорий слуха и устремить усилия физиологов на уточнение неясных сторон теории.

Во-вторых, на «неживых» моделях можно очень просто провести массу таких экспериментов, которые почти недоступны для проведения на живых организмах, и тем самым быстро накопить много новых данных о деталях и закономерностях предполагаемых механизмов переработки информации в органе слуха (в особенности в нейронных сетях).

В-третьих, освоение техники электронного моделирования механизмов анализа сигналов в анализаторах живых организмов вооружает радиоэлектронику новыми принципами преобразования сигналов и устройствами, реализующими эти принципы. Таким образом,

эта работа содействует совершенствованию техники анализа разнообразных сигналов и приближает нас к успешному решению проблем, возникающих при разработке электронных устройств, призванных выполнять интеллектуальные функции человека.

Необходимо отметить, что далеко не все гипотезы и теории, касающиеся действия органа слуха, достаточно полны и безукоризненны. Поэтому и модели, основанные на них, зачастую могут быть примитивными и далекими от истинных механизмов анализа сигналов в органе слуха. Лишь дальнейший прогресс науки о живом, которому в немалой степени может содействовать изучение электронных моделей, приведет к необходимому углублению наших знаний о биологических анализаторах. Параллельно с этим будут совершенствоваться технические устройства, использующие принципы анализа сигналов живыми организмами.

СЛУХОВОЙ АНАЛИЗАТОР ЧЕЛОВЕКА

Восприятие и анализ звуковых сигналов в живых организмах осуществляются с помощью целой системы биологических структур, совокупность которых называют слуховым анализатором. У человека и млекопитающих слуховой анализатор состоит из двух основных частей: периферической, включающей в себя звуковоспринимающие органы и рецепторные клетки, преобразующие звуковые колебания

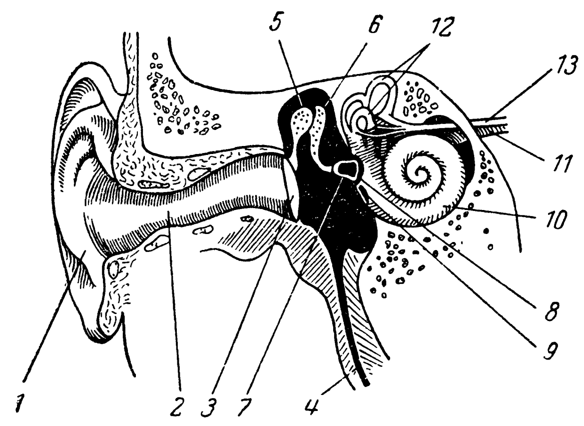


Рис. 14. Схематическое изображение уха человека в разрезе.

в нервные импульсы, и нервной части, с помощью которой эти импульсы анализируются и передаются дальше к слуховой области коры головного мозга, где завершается анализ воспринимаемых слухом сигналов.

Периферическую часть в свою очередь делят на наружное, среднее и внутреннее ухо. Вообще говоря, ухо служит не только органом слуха, но также и органом равновесия человека. Связанные со вторым назначением уха детали его структуры (вестибулярный аппарат) мы рассматривать не будем.

Наружное ухо, состоящее из ушной раковины *1* (рис. 14) и наружного слухового прохода *2*, является звукоулавливающим приспособлением и заканчивается тонкой барабанной перепонкой *3*. Среднее ухо представляет собой небольшую полость (менее 1 $см^3$), сообщающуюся при помощи евстахиевой трубы *4* с носоглоткой. Таким образом, среднее ухо заполнено воздухом. Внутреннее ухо отделено от среднего двумя эластичными мембранами, затягивающими овальное *8* и круглое *9* окошки. В полости среднего уха находятся три сцепленные между собой косточки: молоточек *5*, наковальня *6* и стремечко *7*. Молоточек связан с барабанной перепонкой, а стремечко — с мембраной овального окошка, так что все три

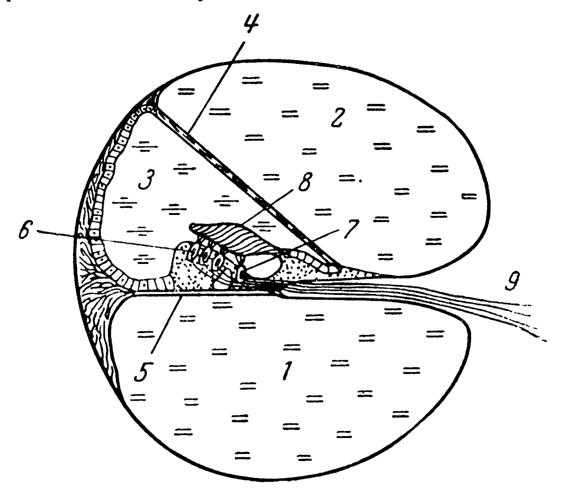


Рис. 15. Схематический поперечный разрез улиткового туннеля.

косточки, действуя подобно системе рычагов, передают колебания во внутреннее ухо. При этом в основном за счет различия площадей барабанной перепонки и мембраны овального окошка происходит увеличение давления примерно в 30 раз.

Внутреннее ухо образуется системой ходов и каналов внутри височной кости. Наиболее важным для слуха является спиралевидный туннель *10* с глухим концом, называемый улиткой. Начинается улитка от упомянутых выше овального и круглого окошек и состоит из двух с половиной витков. Поперечный разрез туннеля улитки схематически показан на рис. 15, откуда видно, что этот туннель поделен двумя перегородками на три самостоятельных канала: барабанный *1*, вестибулярный *2* и средний *3*. Первые два канала, называемые также барабанной лестницей и лестницей преддверия, заполнены особой жидкостью (перилимфой) и в самом конце улитки сообщаются между собой через отверстие, называемое геликотремой. Средний канал имеет глухое окончание и заполнен другой жидкостью (эндолимфой). Перепонки, отделяющие эти каналы один от другого и тянущиеся вдоль всего туннеля улитки до геликотре-

мы, называются рейснеровой мембраной (*4*) и основной, или базилярной, мембраной (*5*).

Колебания, воспринятые мембраной овального окошка, передаются перилимфе вестибулярного канала *2*, начинающегося от этого окошка. При этом мембрана круглого окошка служит для компенсации смещений объема перилимфы при распространении в ней колебаний, воспринятых мембраной овального окошка от косточек среднего уха.

Одновременно с распространением колебаний в перилимфе возникает вибрация мембран, разделяющих туннель улитки на каналы. С основной мембраной *5* связан рецепторный аппарат слухового анализатора — устройство, преобразующее механические колебания в нервные импульсы. Это устройство, называемое кортиевым органом (по имени открывшего его итальянского гистолога Корти), со-

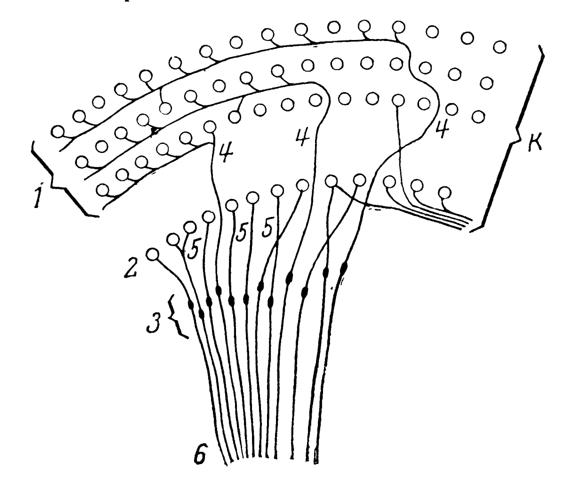


Рис. 16. Схема иннервации кортиевого органа (*К*).

1 — наружные волосковые клетки; *2* — внутренние волосковые клетки; *3* — тела биполярных нейронов; *4* — дендриты спиронейронов; *5* — дендриты ортонейронов; *6* — аксоны, образующие слуховой нерв.

стоит из большого количества клеток различного типа, расположенных вдоль всей основной мембраны на ее поверхности. Важнейшими являются так называемые волосковые клетки: наружные *6* в количестве около 20 тысяч и внутренние *7* — около 3,5 тысяч. Эти клетки снабжены тончайшими волосками и связаны с одной стороны с основной мембраной, а с другой — с прикрывающей кортиев орган пластинкой желеобразной структуры — текториальной мембраной *8*. В контакте с волосковыми клетками находятся окончания (дендриты) нервных волокон *9*, и деформация волосков или самих клеток, происходящая за счет колебаний текториальной и основной мембран, приводит к раздражению начинающихся здесь нейронов.

Всякий нейрон (нервная клетка) состоит из тела клетки и отростков. У рецепторных нейронов, воспринимающих информацию о звуковых сигналах, таких отростков два: входной отросток (ден-

дрит), начинающийся от волосковой клетки, и выходной отросток (аксон), выводящий нервные импульсы из улитки. По этой причине рецепторные нейроны органа слуха называют биполярными клетками. Всего в рецепторном аппарате слуха насчитывается до 31 тысячи биполярных клеток. Тела биполярных клеток находятся в улитке, а их аксоны образуют своеобразный многожильный кабель — слуховой нерв, выходящий из улитки, которым начинается нервная часть слухового анализатора.

Упрощенная схема иннервации волосковых клеток дендритами биполярных нейронов у морской свинки показана на рис. 16. По способам связи дендритов с волосковыми клетками биполярные клетки подразделяются на два типа: ортонейроны и спиронейроны. Ден-

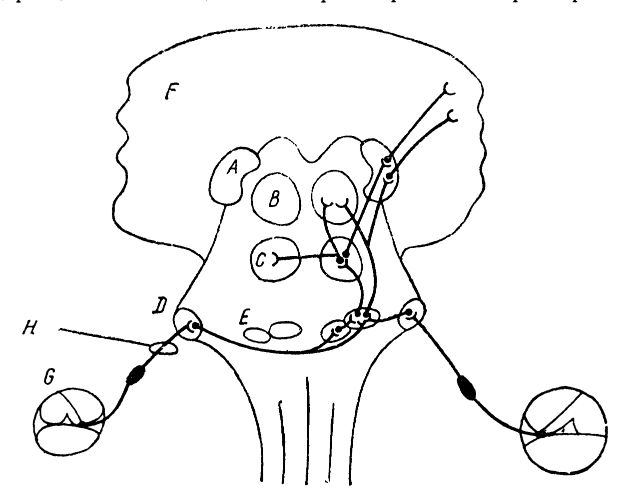


Рис. 17. Схема проводящих путей слуховой системы кошки.

A — коленчатое тело; *B* — колликула; *C* — нижняя коллику-ла; *D* — кохлеарное ядро; *E* — верхние оливы; *F* — кора головного мозга; *G* — улитка; *H* — слуховой нерв.

дриты ортонейронов, не совершая изгибов, подходят к ближайшим волосковым клеткам (например, *5* на рис. 16). Такой тип иннервации характерен для внутренних волосковых клеток *2*. Дендрит спиронейрона *4* при вхождении в кортиев орган делает изгиб и направляется вдоль целого ряда волосковых клеток, совершая вдоль спирали улитки до $^1/_3$ витка. Этот тип иннервации характерен для наружных волосковых клеток *1*. Из схемы на рис. 16 видно также что дендриты биполярных клеток в местах связи с волосковыми клетками могут иметь дополнительные маленькие отростки (коллатерали), благодаря которым один нейрон способен воспринимать раздражение от нескольких волосковых клеток.

Нервная часть слухового анализатора начинается с дендритов биполярных клеток, подходящих к улитке, слухового нерва *H* (*G* на рис. 17), и продолжается цепочкой из трех, по крайней мере, групп нейронов, находящихся в головном мозгу. В продолговатом мозгу

аксоны биполярных клеток вступают в контакты с ядрами нейронов второго уровня (D), аксоны которых направляются через область задних бугров четвертохолмия — нижние колликулы C во внутреннее коленчатое тело A. Здесь имеются волокна, связывающие между собой нейронные каналы левого и правого уха (впервые перекрещивание нейронных каналов левого и правого уха происходит в комплексе верхних олив E) и находятся ядра нейронов третьего уровня, ведущих в слуховую область коры головного мозга F — центральный отдел слухового анализатора, в котором сосредоточены нейроны четвертого уровня.

По мере продвижения от периферии к центральному отделу количество нейронов, осуществляющих передачу информации о звуковых сигналах, резко возрастает и на четвертом уровне достигает десятка миллионов. Одновременно с этим усложняется структура самих нейронов, увеличивается количество отростков (нейроны становятся «мультиполярными») и картина взаимосвязей между ними становится чрезвычайно запутанной.

По этой причине назначение отдельных элементов и механизмы их действия по мере продвижения к высшим отделам слухового анализатора становятся все менее и менее ясными. Несомненно, однако, что анализ звуковых сигналов начинается еще на периферии и продолжается на всех уровнях нервной части слухового анализатора, непрерывно усложняясь и приобретая все более тонкие формы.

Теперь мы переходим к более подробному изложению современных представлений о действии некоторых структур слухового анализатора и к описанию их электронных моделей.

ОСНОВНАЯ МЕМБРАНА И ЕЕ МОДЕЛИ

Основная мембрана органа слуха — это первый элемент слухового тракта, в котором происходит существенное изменение формы представления внешних сигналов. Как уже упоминалось, она представляет собой эластичную пластинку, служащую перегородкой между каналами, заполненными жидкостью (см. рис. 15).

Колебания в улитку проникают через овальное окошко и, воздействуя на основную мембрану через перилимфу, приводят к распространению вдоль мембраны изгибной волны. Полное время распространения изгибной волны вдоль основной мембраны составляет около 5 *мсек*.

Ширина основной мембраны увеличивается по мере приближения к геликотреме. Поэтому изменяется и эластичность вдоль ее длины. В результате колебания различной частоты затухают на разном расстоянии от основания улитки. Наряду со слабо выраженными резонансными свойствами это обстоятельство приводит к появлению максимальной амплитуды волн, бегущих по основной мембране, в различных точках в зависимости от частоты воздействующих колебаний.

На рис. 18 приведены характерные кривые, показывающие зависимость амплитуды колебаний различных точек основной мембраны от частоты возбуждающих колебаний. В дальнейшем такие зависимости будем называть частотными характеристиками. Из них видно, что различные точки основной мембраны обладают свойствами фильтров, настроенных на разные частоты. Однако полоса

пропускания этих фильтров Δf очень широкая: на уровне 0,7 от максимального значения она примерно равна резонансной частоте f_0 данного фильтра. Иначе говоря, эквивалентная добротность этих фильтров, определяемая, как принято в радиотехнике,

$$Q_э = \frac{f_0}{\Delta f_{0,7}}, \qquad (10)$$

составляет примерно единицу.

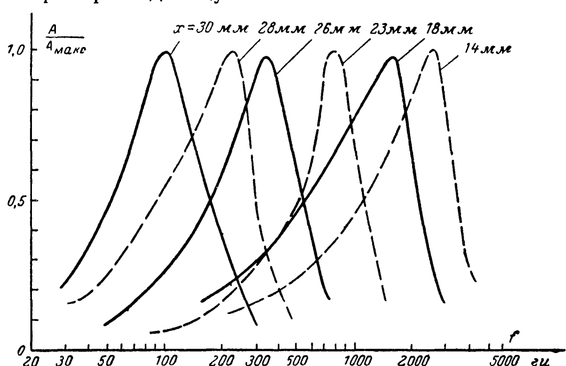


Рис. 18. Амплитудно-частотные характеристики различных точек основной мембраны.

На рис. 19 показаны другого типа кривые, изображающие зависимость амплитуды бегущих волн от расстояния x вдоль основной мембраны от овального окошка. Такие зависимости мы будем называть координатными характеристиками. Из них видно, в области какой точки основной мембраны амплитуда волн достигает максимума при различных частотах возбуждения. Наличие таких за-

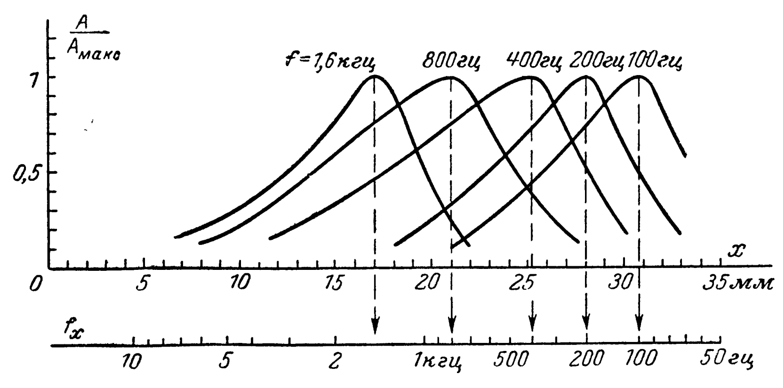


Рис. 19. Амплитудно-координатные характеристики основной мембраны.

висимостей позволяет обозначать каждую точку мембраны не расстоянием до нее от овального окошка, а «координатной частотой»— частотой, соответствующей максимальной амплитуде волны для данной точки. Так, точку, удаленную от начала на 28 *мм*, на основании рис. 19 можно обозначить координатной частотой $f_x=200$ *гц*. С учетом этого обстоятельства на рис. 19 изображена внизу вторая ось абсцисс f_x, на которой проставлены координатные частоты. В таком виде координатные характеристики приобретают вид, более удобный для сравнения с моделями.

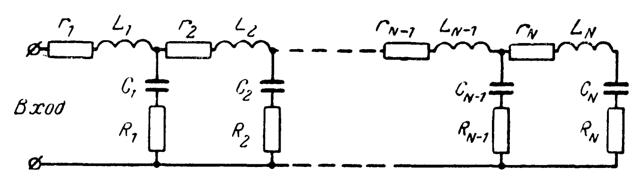


Рис. 20. Многозвенная электрическая схема, эквивалентная основной мембране.

Кривые типа показанных на рис. 18 и 19 можно получить на моделях основной мембраны. Простейшей электрической моделью основной мембраны может служить длинная линия с плавно изменяющимися параметрами (погонными индуктивностью, емкостью и потерями).

При распространении электромагнитных волн в длинной линии наличие неоднородности параметров вдоль ее длины приводит к неодинаковому затуханию волн различных частот и неоднородности резонансных свойств различных участков.

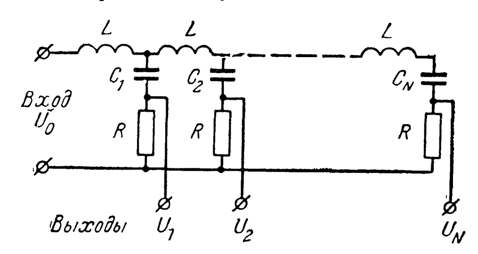


Рис. 21. Упрощенная схема многозвенной электрической модели основной мембраны.

Как показали исследования ряда ученых, электрическая модель основной мембраны может быть выполнена в виде многозвенной схемы, изображенной на рис. 20, которая эквивалентна неоднородной длинной линии. Неоднородность здесь достигается изменением от одного звена к другому величин элементов, образующих звенья. Амплитуды токов в поперечных ветвях этой схемы могут зависеть от частоты приложенного ко входу напряжения и порядкового номера звена так же, как амплитуды колебаний точек основной мембраны от частоты звуковых колебаний и от расстояния x данной

точки от начала мембраны. Для этого необходимо параметрам r, L, C и R каждого звена модели придать вполне определенные значения.

В первом приближении оказывается достаточным изменять от звена к звену только один параметр — емкость C, а последовательное сопротивление r можно вообще исключить. Для съема же сигнала, пропорционального току в поперечной ветви любого звена, достаточно измерять падение напряжения на резисторах R, поскольку их сопротивления одинаковы во всех звеньях. Таким образом, практическая схема многозвенной линии, моделирующей основную мембрану, будет иметь вид, показанный на рис. 21, причем значения R и L во всех звеньях одинаковые, а емкость конденсатора C в любом звене определяется через емкость конденсатора C_1 в первом звене по формуле

$$C_k = C_1 e^{\beta(k-1)}, \tag{11}$$

где $e \approx 2{,}72$ — основание натуральных логарифмов; k — номер звена; β — масштабный коэффициент, определяющий приращение координатной частоты основной мембраны, приходящееся на одно звено модели. Для достижения достаточно плавных координатных характеристик надо выбирать небольшие значения β (менее 0,1).

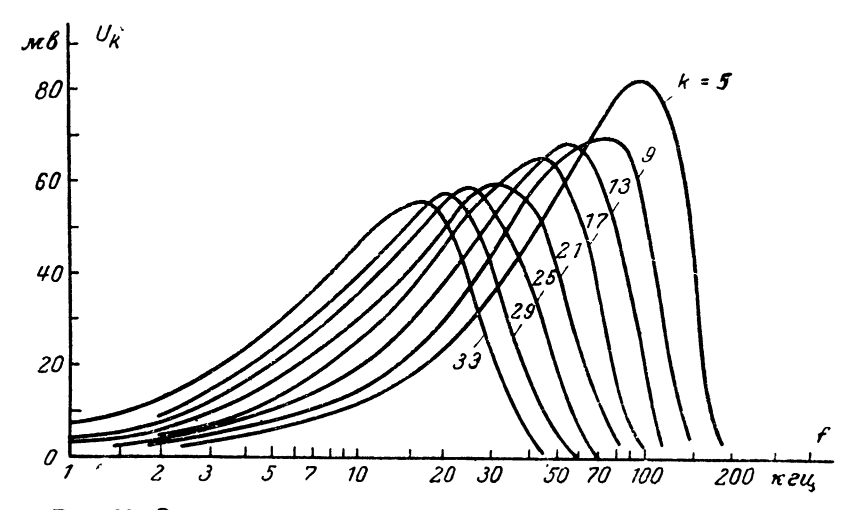


Рис. 22. Экспериментальные амплитудно-частотные характеристики электрической модели основной мембраны с параметрами $L=5$ *мгн*, $R=300$ *ом*, $C_0=578$ *пф*; $\beta=0{,}075$.

От выбора значений L и C_1 для первого звена зависит рабочий диапазон частот модели. Исходя из удобств проведения измерений и упрощения конструкции катушек, выгодно перейти на повышенные частоты. При $L=5$ *мгн*, $R=300$ *ом* и $C_1=578$ *пф* рабочий диапазон частот модели, состоящей из 39 звеньев, лежит в области десятков килогерц. Полученные на такой линии частотные и

координатные характеристики приведены на рис. 22 и 23 соответственно. Сопоставляя характеристики модели с аналогичными характеристиками основной мембраны (рис. 18 и 19), причем надо учесть, что они приведены в нормализованном масштабе), легко обнаружить их качественное совпадение.

Математический анализ многозвенной модели основной мембраны типа показанной на рис. 21 позволяет получить следующее теоретическое выражение координатной характеристики:

$$\frac{U}{U_0} = B\sqrt{\frac{f}{f_1}\beta}\; e^{\frac{3}{4}\beta k - \left(\frac{f}{f_1}\right)^2 \frac{1}{\beta Q_1} e^{\frac{3}{2}\beta k}} \tag{12}$$

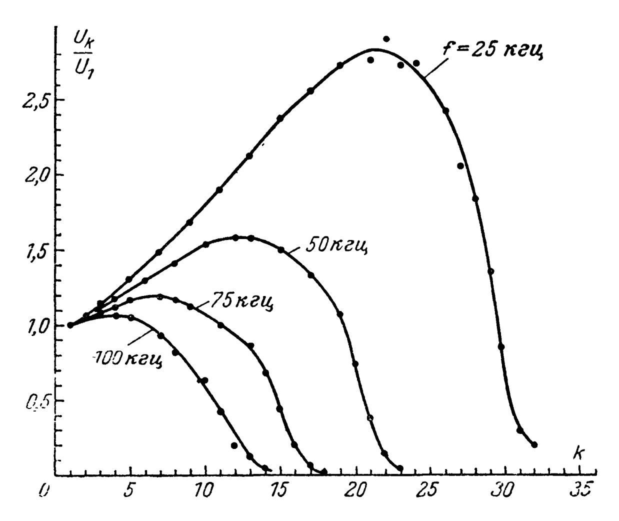


Рис. 23. Экспериментальные амплитудно-координатные характеристики электрической модели основной мембраны с параметрами $L=5$ *мгн*, $R=300$ *ом*, $C_0=$ $=578$ *пф*, $\beta=0{,}075$.

где B — некоторый безразмерный коэффициент; f — частота подведенного к модели напряжения U_0; e, β и k имеют тот же смысл, что в формуле (11); f_1 и Q_1 — резонансная частота и добротность первого звена при его изолированном испытании, т. е.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}};$$

$$Q_1 = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C_1}}.$$

Путем несложных дальнейших преобразований из формулы (12) можно получить обобщенное выражение координатной характеристики изучаемой модели для любой частоты сигнала в виде

$$y=\frac{U}{U_{\text{макс}}}=\frac{f}{f_x}e^{\frac{1}{2}-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_x}\right)^2}. \qquad (13)$$

Сопоставление характеристики, рассчитанной по формуле (13), с экспериментальной (рис. 24) указывает на очень хорошее их совпадение. Из этого графика в полном соответствии с теорией данной модели следует, что эквивалентная добротность, определяемая

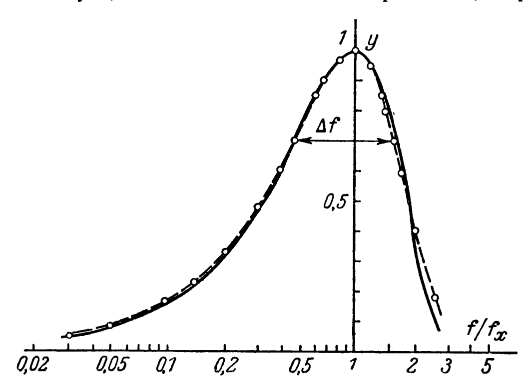


Рис. 24. Сравнение расчетной (сплошная линия) и экспериментальной (штриховая линия, кружки) амплитудно-частотных характеристик модели основной мембраны.

соотношением (10), не зависит от выбора параметров линии и получается несколько меньше единицы (0,78). Величина эквивалентной добротности основной мембраны, как уже указывалось ранее, равна примерно единице. Таким образом, моделирование основной мембраны с помощью описанной модели можно считать вполне удовлетворительным.

Следует, однако, заметить, что экспериментальная настройка (подгонка номиналов элементов L, R, C_k) многозвенной линии очень сложна, так как любой элемент схемы влияет на все характеристики модели и требуется многократно возвращаться к подстройке каждого элемента. Значительно проще в настройке модель основной мембраны в виде набора независимых колебательных контуров, как показано на рис. 25. При этом независимой регулировкой емкости конденсаторов C_k и сопротивлений резисторов R_k можно установить необходимую резонансную частоту и добротность каждого контура. На рис. 26 амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики одиночного колебательного контура, изображенные штриховыми линиями, сопоставлены с аналогичными характеристиками колеблющейся точки основной мембраны (сплошные линии). Из этих графиков видно, что и амплитудно-частотная и в особенности фазо-частотная характеристики колебательного кон-

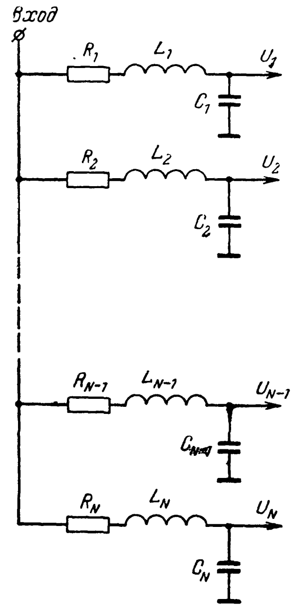


Рис. 25. Схема моделирования частотно-избирательных свойств основной мембраны с помощью набора колебательных контуров.

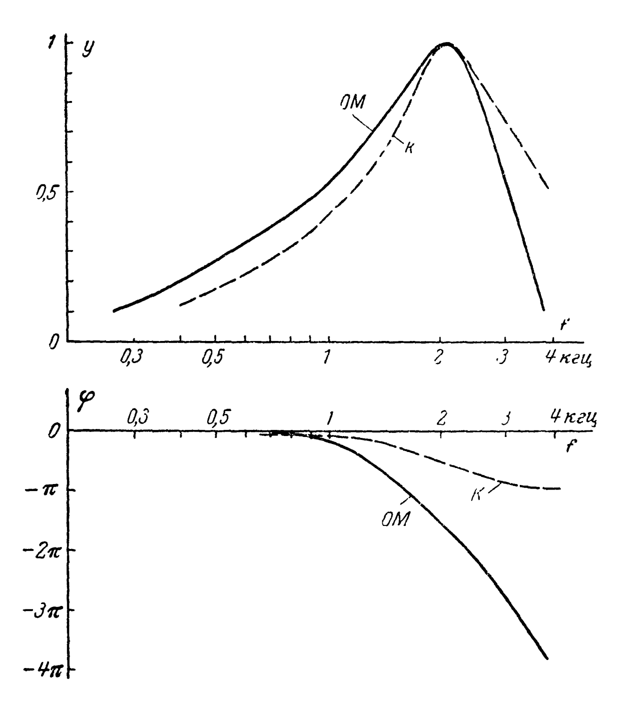


Рис. 26. Сравнение амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик схемы типа рис. 25 (*К*) и **модели основной мембраны (*ОМ*).**

тура заметно отличаются от характеристик основной мембраны. Таким образом, по точности моделирования система из набора одиночных колебательных контуров (рис. 24) заметно уступает многозвенной цепочечной схеме (рис. 21). Но при исследовании вопросов, существенно не зависящих от фазовых сдвигов, модель из набора контуров может с успехом применяться.

НЕЙРОНЫ, ИХ СВОЙСТВА И МОДЕЛИ

Основной мембраной завершается та часть слухового тракта, в которой акустические сигналы представлены механическими колебаниями. В биполярных нейронах при помощи волосковых клеток происходит перекодирование акустических сигналов в нервные импульсы, и вся дальнейшая обработка информации, воспринятой органом слуха, осуществляется в нервной сети.

Как уже упоминалось ранее, в кортиевом органе сосредоточено около 30 000 волосковых клеток, размещенных вдоль всей основной мембраны и осуществляющих связь между основной мембраной и окончаниями примерно такого же числа нервных волокон. Последние образуют слуховой нерв, состоящий из большого числа параллельных каналов, который по выходе из улитки направляется в нервные центры головного мозга.

Нервная часть слухового анализатора состоит из цепочек нейронов, которые можно разделить на две основные группы: биполярные, преобразующие с помощью волосковых клеток механические колебания мембраны в электрические импульсы (входные нейроны-датчики), и логические, которые следуют за рецепторными и осуществляют дальнейший анализ сигналов. В отличие от рецепторных логические нейроны реагируют на электрические импульсы, вырабатываемые другими нейронами, и зачастую имеют большое количество разнообразных отростков (дендритов, аксонов) и специальных контактов (синапсов), осуществляющих многочисленные связи данного нейрона с другими, в результате чего образуется нервная сеть из сложно переплетенных путей передачи нервных импульсов.

На основании этой морфологической картины общую структуру органа слуха упрощенно[1] можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 27. Волны, бегущие вдоль основной мембраны, преобразуются рядом биполярных нейронов (*Д*) в электрические импульсы, которые затем поступают в густо разветвленную нервную сеть, образованную логическими нейронами (*Л*).

При изучении работы слухового отдела нервной системы возникает два основных вопроса: каким образом происходит преобразование механических колебаний основной мембраны в активность «входных» (рецепторных) нейронов слухового тракта и каковы механизмы последующего анализа сигналов в нервной сети.

Для их выяснения необходимо соответственно изучить свойства рецепторных и логических нейронов.

---

[1] На рис. 27 в качестве рецепторных нейронов изображены только такие, которые связаны с определенными точками основной мембраны (ортонейроны), а упоминавшиеся ранее спиронейроны, связанные с основной мембраной во многих точках, не показаны.

Установлено, что активность любого нейрона сопровождается генерацией электрических импульсов, причем характеристики отдельных импульсов не зависят от вида и интенсивности раздражающего фактора, вызывающего их генерацию. Максимальное изменение потенциала при появлении каждого импульса имеет порядок 100 *мв*, а продолжительность импульса составляет примерно 0,5 *мсек*.

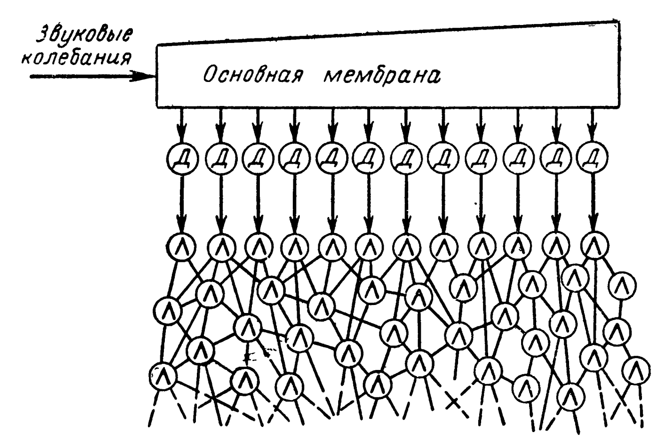


Рис. 27. Упрощенная структурная схема органа слуха.

Генерация импульса нейроном (возбуждение) происходит при условии, что интенсивность воздействующего на этот нейрон раздражителя превышает некоторую величину — нижний порог чувствительности, или абсолютный порог. По мере увеличения интенсивности раздражителя возрастает количество или частота импульсов, генерацией которых откликается нейрон на данное раздражение. Иначе говоря, для кодирования интенсивности раздражения в нервных сетях используется частотно-импульсная модуляция. Максимальная частота импульсаций одиночного нейрона не может превышать 500—1 000 *гц*, и интенсивность раздражителя, при которой она достигается, называется верхним порогом чувствительности нейрона.

Верхний и нижний пороги совместно определяют динамический диапазон, в пределах которого нейрон способен передавать информацию об интенсивности раздражителя. Существуют нейроны с весьма различными значениями порогов и динамического диапазона и с разными типами зависимости частоты импульсаций ν от интенсивности раздражителя I (рис. 28).

Подобно анодно-сеточным характеристикам электронных ламп динамические характеристики имеют нижний и верхний изгибы и более или менее протяженный активный участок, в пределах которого увеличение входного воздействия вызывает монотонный рост реакции нейрона. Эти характеристики особенно важны для рецепторных нейронов, призванных воспринимать внешние сигналы в весьма широком диапазоне интенсивностей.

Расширению динамического диапазона служат механизмы пространственного и временного суммирования, адаптации и образования нейронных каналов.

Сущность пространственного суммирования заключается в том, что нейрон, обладающий несколькими входными приспособлениями, возбуждается суммой раздражений, воздействующих одновременно на все входы. Если интенсивности раздражителей по отдельным входам остаются ниже абсолютного порога, но их сумма превышает этот порог, то возбуждение нейрона все же происходит.

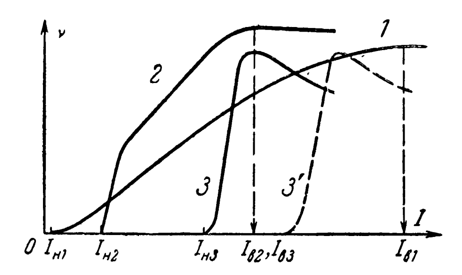


Рис. 28. Динамические характеристики нейронов.

Механизм временного суммирования состоит в том, что возбуждение нейрона происходит из-за накопления раздражения в течение некоторого времени, предшествующего моменту возбуждения. При этом также несколько подпороговых раздражителей, каждый из которых в отдельности не может возбудить нейрон, способны вызвать его возбуждение, если будут приложены друг за другом в течение определенного отрезка времени.

Пространственное и временно́е суммирование позволяет повысить чувствительность рецепторных нейронов и расширить динамический диапазон того или иного органа чувств в сторону минимальных интенсивностей воспринимаемых сигналов.

Явление адаптации представляет собой постепенное повышение порогов, т. е. понижение чувствительности нейрона, при воздействии достаточно сильного раздражителя. Это явление напоминает работу системы автоматического регулирования усиления в радиоприемнике и уменьшает вероятность перегрузки сильными сигналами. Так, на рис. 28 штриховой кривой *3′* показана динамическая характеристика типа кривой *3* после адаптации нейрона к сильному раздражителю.

Наконец, мощным средством расширения динамического диапазона в сторону высоких интенсивностей раздражителя оказывается использование для передачи информации вместо одного нейрона так называемого нейронного канала. Под нейронным каналом подразумевается совокупность целого ряда нейронов с различными порогами. Легко понять, что при минимальных интенсивностях раздражения такого канала возбудятся только нейроны с особенно низким абсолютным порогом, но по мере увеличения интенсивности раздражителя в передачу сигналов будет включаться все большее число нейронов, причем суммарное количество импульсов на выходе такого канала продолжает расти, несмотря на насыщение частоты

импульсаций отдельных наиболее чувствительных нейронов. Результирующий динамический диапазон нейронного канала оказывается значительно шире, чем у отдельных нейронов, а динамическая характеристика может иметь протяженный линейный участок, как у кривой *1* на рис. 28.

Условия работы рецепторных нейронов слухового тракта отличаются тем, что здесь раздражитель имеет, как правило, периодический характер. Даже акустические сигналы непериодической природы приводят к колебаниям различных участков основной мембраны с периодами, соответствующими частотам в полосе от 16 *гц* до 16—20 *кгц*. Различаются две основные частотные области, в которых рецепторные нейроны по-разному реагируют на колебания основной мембраны.

При достаточно низких частотах (ниже 200—300 *гц*) наблюдается устойчивая синхронизация импульсаций нейронов колебаниями, воспринимаемыми ухом (рис. 29). Характерно, что генерация импульсов происходит только при отклонении мембраны в сторону вестибулярного канала (на рис. 29 при положительных полуволнах). Это обстоятельство позволяет усмотреть в действии рецепторного нейрона определенную аналогию с работой выпрямителя, или детектора. Если перейти от одиночного нейрона к нейронному каналу, который может вырабатывать значительно больше импульсов, чем одиночный нейрон, то, как показано на рис. 29,*в*, на протяжении положительной полуволны можно получить сравнительно точное отображение мгновенных значений отклонения основной мембраны через изменение частоты входных импульсов. Поскольку энергия отдельного импульса остается стандартной величиной, то частота выходных импульсов однозначно определяет интенсивность реакции нейронного канала. Иначе говоря, при восприятии низкочастотных звуковых колебаний на выходе рецепторных нейронов сохраняется информация о периоде этих колебаний и даже о форме их положительных полуволн.

В области частот выше 1 *кгц* отдельный нейрон не успевает возбуждаться в такт с каждым колебанием мембраны. В нейронном канале признаки синхронизации импульсов колебаниями основной мембраны пропадают на частотах порядка 4 *кгц*. Здесь уместно говорить в основном о сохранении связи между частотой импульсаций и интенсивностью колебаний мембраны.

Между двумя рассмотренными частотными областями лежит довольно широкая переходная область, где выходные импульсы рецепторных нейронов синхронизированы в большей или меньшей степени колебаниями основной мембраны, но четкого отражения формы этих колебаний в частоте импульсов не наблюдается.

Еще одно полезное наблюдение над действием рецепторных нейронов органа слуха можно провести, рассмотрев их реакцию на колебания, модулированные по амплитуде. Если основной тон (несущую) взять достаточно высоким, например с частотой 10 *кгц*, и промодулировать его по амплитуде с низкой частотой, скажем 200 *гц*, то выходные импульсы рецепторной системы не будут содержать заметной составляющей несущей частоты 10 *кгц*, однако ввиду зависимости реакции нейронов от интенсивности стимула появится ярко выраженная составляющая частоты модуляции 200 *гц* (рис. 30). При этом может наблюдаться не только синхронизация частоты импульсов периодом огибающей, но даже четкое отображение формы огибающей на протяжении обеих ее полуволн, как показано

на рис. 30,*б*. Следствием такого механизма действия рецепторов должно быть слуховое ощущение присутствия в модулированном колебании тона с частотой огибающей, несмотря на отсутствие такой составляющей в исходном акустическом стимуле. Психоакустические эксперименты прекрасно подтверждают это положение.

Обнаружено также, что при слушании двух синусоидальных колебаний может возникать ощущение тона с частотой, равной разности частот воздействующих на ухо колебаний. Если вспомнить, что сумма двух колебаний представляет собой биение с огибающей, частота которой равна разности частот суммируемых колебаний (рис. 31,*а*), то легко понять, что механизм этого явления вполне аналогичен восприятию частоты модуляции.

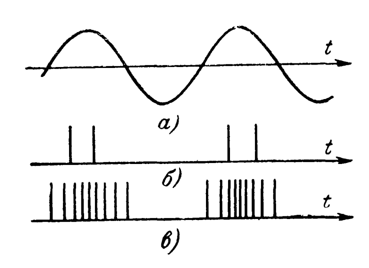


Рис. 29. Отклик одиночного нейрона (*б*) и нейронного канала (*в*) на колебание низкой частоты (*а*).

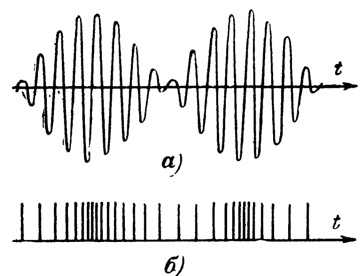


Рис. 30. Отклик нейронного канала (*б*) на колебание, модулированное по амплитуде (*а*).

Как известно, образование колебаний с частотами, отсутствующими в подаваемых на электрическую цепь сигналах, возможно только при наличии в этих цепях нелинейных элементов. Различный характер реакции на колебания разных частот обнаруживается только в цепях с частотно-зависимыми сопротивлениями. Эти соображения наряду с выпрямляющим свойством слуховых рецепторов позволяют предложить в качестве электронной модели рецепторного нейрона органа слуха схему типа инерционного детектора (рис. 32). Здесь имеется один нелинейный элемент (диод *Д*) и одно частотно-зависимое сопротивление (конденсатор *С*).

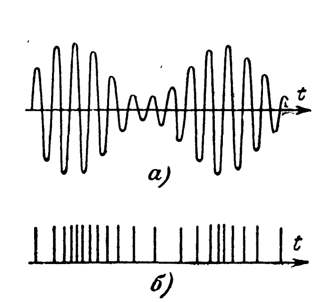


Рис. 31. Отклик нейронного канала (*б*) на биение, образованное двумя колебаниями с малой разностью частот (*а*).

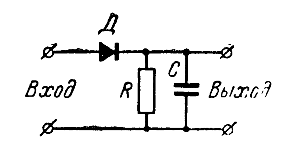


Рис. 32. Простейший аналог рецепторного нейрона — инерционный детектор.

Входной сигнал, подводимый к такой модели, должен представлять собой напряжение, по форме соответствующее колебаниям данного участка основной мембраны. Тогда величина выходного напряжения детектора будет имитировать интенсивность реакции рецептора — частоту импульсаций нейрона или нейронного канала.

При желании получить на выходе модели непосредственно стандартные импульсы с частотой, зависящей от величины входного напряжения, можно вслед за детектором включить управляемый напряжением импульсный генератор (так называемый преобразователь напряжение — частота). Однако такое усложнение модели не всегда оправдано. С тем же правом, с каким мы заменяем при электронном моделировании механические колебания электрическими, можно подменить частоту импульсов величиной напряжения, если такая замена не противоречит целям моделирования интересующего нас механизма обработки информации. Важнее проследить соответствие зависимости выходной переменной от входного воздействия при различных видах последнего.

Реакция детектора на подводимое к нему напряжение существенно зависит от постоянной времени цепи нагрузки, или «постоянной времени разряда»,

$$\tau_р = RC.$$

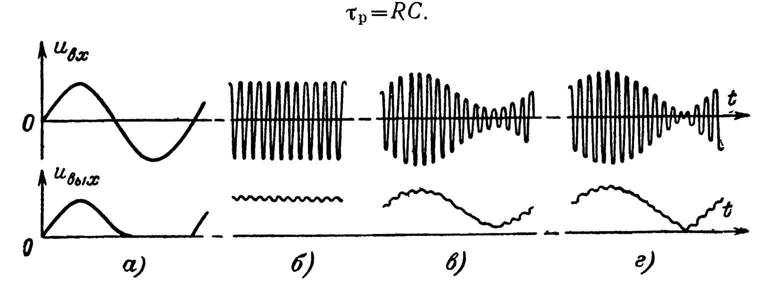


Рис. 33. Отклик инерционного детектора на различные сигналы.
а — низкочастотное колебание; *б* — высокочастотное колебание; *в* — колебание, модулированное по амплитуде; *г* — биение.

Когда период детектируемых колебаний значительно превышает величину $\tau_р$, инерционность цепи нагрузки не сказывается и выходное напряжение детектора практически представляет собой форму положительных полуволн входного напряжения (рис. 33,*а*). При достаточно высокой частоте входного напряжения конденсатор C не успевает разряжаться за время отрицательных полуволн входного напряжения и на выходе детектора появляется постоянное напряжение с незначительной пульсацией (рис. 33,*б*). При этом информация о частоте входного сигнала в значительной мере теряется и величина выходного напряжения зависит от амплитуды входного напряжения. При подаче колебаний, модулированных по амплитуде с достаточно низкой частотой, в выходном напряжении детектора появляется составляющая, воспроизводящая форму огибающей (рис. 33,*в*). Детектирование биений сопровождается выделением колебаний разностной частоты (рис. 33,*г*). Как видим, качественная аналогия между работой инерционного детектора и слухового рецептора достаточно хорошая. Для количественного согласования границ

частотных областей с различными механизмами реакции постоянная времени $\tau_р$ должна быть порядка 1 *мсек*. Что же касается амплитудной характеристики детектора, определяющей величину выходного напряжения $u_{вых}$ в зависимости от амплитуды колебаний входного напряжения $U_{mвх}$, то у хорошей модели она должна была бы иметь такую форму, какую имеет зависимость частоты импульсаций моделируемого рецептора от интенсивности раздражителя (наподобие кривых, показанных на рис. 28). К сожалению, имеющиеся в настоящее время сведения о характеристиках рецепторных нейронов чрезвычайно скудны и не позволяют с уверенностью говорить

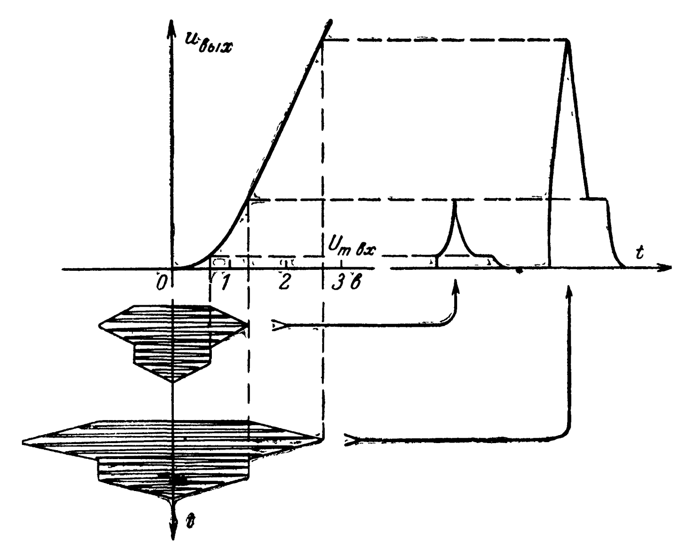


Рис. 34. Детектирование нелинейным детектором одного и того же сигнала при разных его интенсивностях.

об этой зависимости. Не исключено, что отдельным рецепторным нейронам свойственны существенно различные типы зависимости частоты ν от интенсивности. *I*. Тем не менее, предполагая, что наша электронная модель имитирует работу не одиночного нейрона, а целого нейронного канала, уместно в первом приближении требовать линейной зависимости выходного напряжения от амплитуды входного напряжения, т. е. зависимость типа *1* на рис. 28. На то, что линейное детектирование может хорошо отображать работу слуховых рецепторов, указывает способность слуха воспринимать и отождествлять один и тот же сложный звук при весьма различных его интенсивностях, т. е. в широком динамическом диапазоне.

Нелинейный характер зависимости ν от *I* рецепторного нейрона (или $u_{вых}$ от $U_{mвх}$ его детекторной модели) неизбежно приводил бы к изменению формы отображения одного и того же сигнала на выходе рецептора при изменении интенсивности сигнала. Это положение иллюстрируется рис. 34, где показан результат детектирования нелинейным детектором одинаковых по форме напряжений при двух разных уровнях.

Вообще говоря, существуют некоторые виды нелинейных зависимостей, при которых форма выходного сигнала отличается от формы огибающей входного напряжения, но в некоторых отношениях не зависит от его интенсивности. К таким видам характеристик относятся экспоненциальная и логарифмическая. Логарифмическая характеристика представляет большой интерес и по той причине, что динамический диапазон выходного напряжения оказывается значительно у́же, чем у входных сигналов, и это облегчает дальнейшую обработку сигналов. Кроме того, логарифмирование приводит к нормализации сигналов по уровню и тем самым упрощает задачу опознания данного вида сигнала при различных его уровнях. На рис. 35 изображены графики, иллюстрирующие детектирование тех

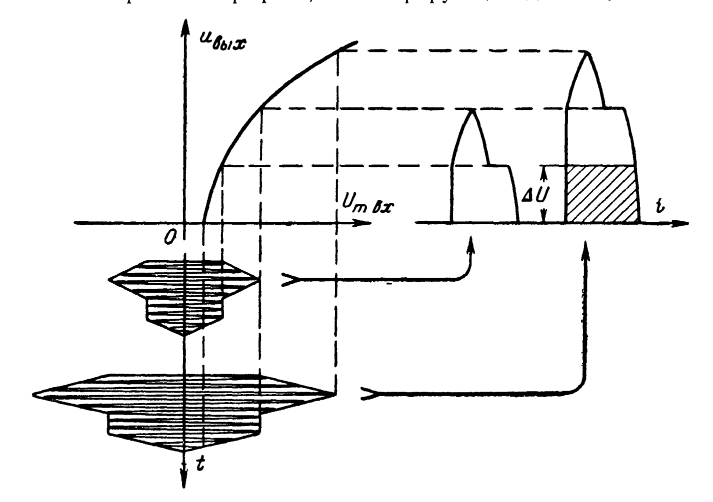


Рис. 35. Детектирование детектором с логарифмической характеристикой одного и того же сигнала при разных его интенсивностях.

же сигналов, что на рис. 34, но при логарифмической форме амплитудной характеристики детектора. Легко видеть, что удвоение амплитуд входного сигнала не изменяет форму вершины выходного сигнала, а лишь смещает график выходного напряжения вверх, что примерно равноценно добавлению некоторого постоянного напряжения ΔU.

Моделирование рецепторов с различными видами динамических характеристик, в частности логарифмической, и изучение их особенностей представляют большой интерес как с точки зрения использования механизмов анализа сигнала биоанализаторами в технике, так и с точки зрения уточнения наших представлений о самих механизмах анализа сигналов органами чувств живых организмов.

Оригинальная схема инерционного детектора с линейной характеристикой детектирования в широком диапазоне входных напряжений приведена на рис. 36. Здесь схема, содержащая транзисторы T_1—T_4, представляет собой операционный усилитель — усилитель по-

стоянного тока с высоким коэффициентом усиления, применяемый в автоматических устройствах для выполнения различных операций путем добавления специальных цепей обратной связи. Его коэффициент усиления по напряжению без внешней обратной связи $K \approx 2000$. Собственно инерционный детектор состоит из диода $Д_3$ и конденсатора C_2 и введен в цепь отрицательной обратной связи, охватывающей весь усилитель. Для ослабления влияния сопротивления нагрузки и цепи обратной связи на постоянную разряда детектора к конденсатору C_2 присоединен эмиттерный повторитель на транзисторе T_5. Поскольку на выходе детектора появляется постоянное напряжение, а на вход усилителя подается переменное напряжение,

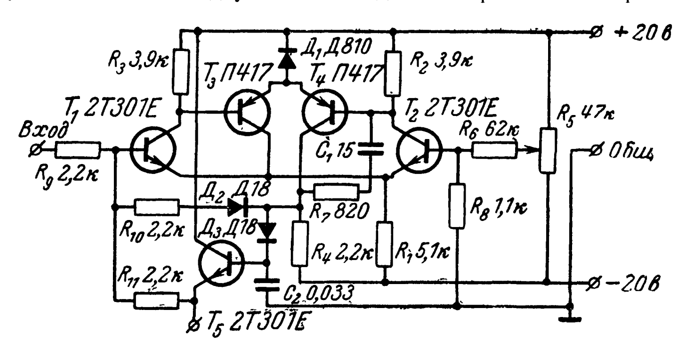


Рис. 36. Принципиальная схема инерционного детектора с линейной характеристикой в широком диапазоне входных напряжений.

обратная связь в цепи, содержащей детектор и эмиттерный повторитель, действует лишь в моменты подзаряда конденсатора C_2, когда диод $Д_3$ проводит ток. Для поддержания нормальной работы усилителя с неизменной глубиной обратной связи в остальное время служит вторая цепочка обратной связи $Д_2$, R_{10}, причем сопротивления резисторов R_{10} и R_{11} одинаковы. Рабочий коэффициент детектирования в этой схеме зависит от отношения сопротивления обратной

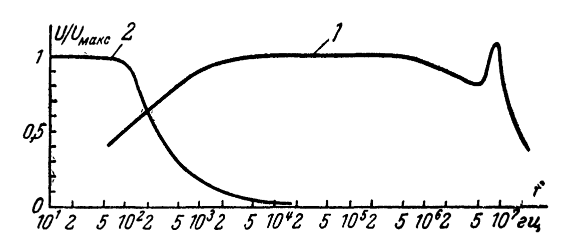


Рис. 37. Частотные характеристики детектора, выполненного по схеме рис. 36.

1 — зависимость постоянного напряжения на выходе детектора от частоты входного сигнала; *2* — зависимость низкочастотного напряжения на выходе детектора от частоты модуляции входного сигнала.

связи ($R_{10}=R_{11}$) к сопротивлению резистора R_9 и выбран равным единице, т. е. в K раз меньше коэффициента усиления без обратной связи. Это приводит к резкому повышению линейности и стабильности детекторной характеристики.

Детектор, выполненный по этой схеме, обладает постоянным коэффициентом детектирования $K_{дет}=1$ с точностью до 1% при изменении амплитуды входного напряжения от 10 *мв* до 10 *в*. Постоянная разряда составляет около 3 *мсек*, причем область безынерционного детектирования ограничена частотами до 200—300 *гц*, а область сильноинерционного (пикового) детектирования начинает-

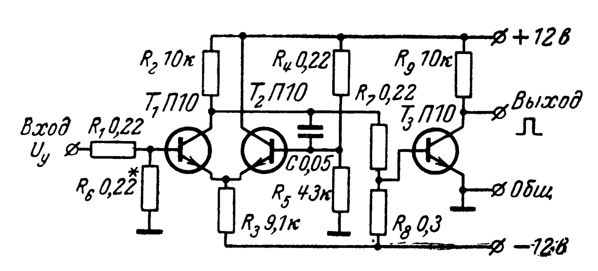


Рис. 38. Принципиальная схема преобразователя «напряжение — частота».

ся с частот 5—10 *кгц* и простирается до 8—10 *Мгц* (рис. 37). Работа детектора на высших частотах существенно зависит от подбора параметров фазокорректирующей цепочки R_7, C_1. Потенциометр R_5 служит для установки нуля на выходе схемы в отсутствие входного сигнала.

Описанная модель рецепторного нейрона создает на выходе напряжение постоянной полярности, значение которого является аналогом частоты импульсаций биологического нейрона. Если задачи электронного моделирования требуют представления информации на выходе рецептора в импульсной форме, то вслед за детектором можно включить мультивибратор или блокинг-генератор, у которого частота импульсов зависит от величины подведенного к управляющему входу напряжения. Одна из таких схем преобразователя «напряжение — частота» приведена на рис. 38. Она представляет собой запертый мультивибратор с эмиттерной связью (на транзисторах T_1 и T_2) и инвертор (T_3). Мультивибратор не может генерировать импульсы до тех пор, пока потенциал базы транзистора T_1 остается ниже потенциала эмиттеров транзисторов T_1 и T_2. Изменением сопротивлений резисторов R_4—R_5 можно по желанию устанавливать различную величину порога. Когда на вход схемы подается напря-

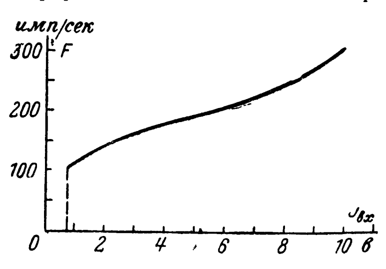


Рис. 39. Зависимость частоты выходных импульсов у схемы рис. 38 от входного напряжения.

жение, превышающее этот порог, мультивибратор начинает работать, причем частота генерируемых импульсов повышается по мере увеличения входного напряжения. Длительность импульсов составляет около 2 *мсек*, а зависимость их частоты от входного напряжения показана на рис. 39.

Кратность изменения частоты выходных импульсов у такого устройства не превышает 10 раз, что соответствует значительно меньшему динамическому диапазону, чем у детектора, выполненного по схеме рис. 36. Расширение динамического диапазона преобразователей «напряжение — частота» требует существенного усложнения схем этих устройств.

При моделировании функций логических нейронов следует, естественно, стремиться к созданию устройств с множеством входов, которые обладали бы пороговыми свойствами, могли осуществлять временное суммирование входных сигналов и вырабатывали бы стандартные выходные импульсы. Одна из простых моделей такого типа имеет схему, показанную на рис. 40.

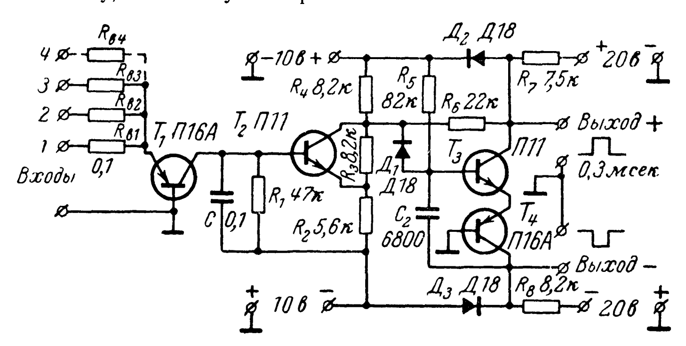


Рис. 40. Принципиальная схема электронной модели логического нейрона.

Стандартные импульсы двух полярностей в этой схеме генерирует спусковое устройство, содержащее транзисторы T_3 и T_4. Запуск осуществляется в момент, когда отпирается транзистор T_2. Это происходит в результате заряда конденсатора C положительными входными импульсами, которые суммируются транзистором T_1. Постоянная времени цепочки CR_1, составляющая 5 *мсек*, определяет интервал временного суммирования входных импульсов. В этой схеме нет специальных тормозящих входов, однако любой из входов *1*, *2*, *3* ... может выполнять функцию торможения, если к нему подвести импульс отрицательной полярности. Применяя весовые резисторы $R_{в1}$, $R_{в2}$ ... различных сопротивлений, можно придать разный вес сигналам, поступающим на различные входы.

Положительный выходной импульс, снимаемый с зажимов *Выход* (+), используется как возбуждающий, а отрицательный с зажимов *Выход* (—) — как тормозящий для аналогичных моделей других нейронов.

Наряду с импульсными моделями многие механизмы обработки сигналов в нейронных сетях можно успешно имитировать при помощи аналоговых моделей логических нейронов. Это устройства,

ко входам которых подводятся не импульсы, а постоянные напряжения, значения которых пропорциональны количеству или частоте импульсов. Такую же форму имеет выходной сигнал аналоговой модели нейрона. Использование аналоговых моделей при изучении некоторых функций нейронных сетей позволяет значительно уменьшить общее количество искусственных нейронов, необходимых для моделирования нейронной сети, повысить быстродействие, а порой и точность ее работы. Следует отметить, что максимально возможное упрощение отдельных ячеек-нейронов всегда должно быть в центре внимания конструктора искусственных нейронных сетей, потому что естественные нейронные сети в живых организмах исключительно сложны и содержат настолько большие количества нейронов и межнейронных связей, что моделировать их без серьезных упрощений при современном уровне техники весьма затруднительно.

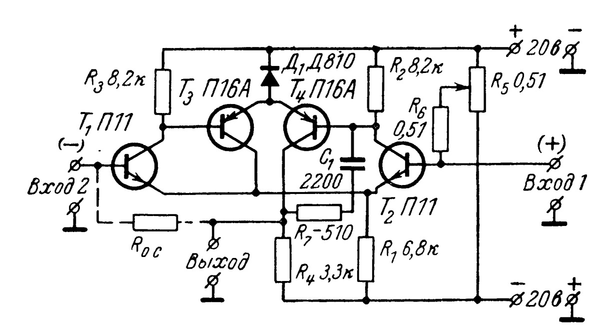


Рис. 41. Принципиальная схема операционного усилителя, используемого в качестве аналоговой модели логических нейронов.

Степень допустимого упрощения искусственного нейрона зависит от того, какие свойства нейронных сетей моделируются при решении той или иной задачи. Так, для построения электронных моделей некоторых механизмов обострения частотной селекции, описываемых ниже, достаточно воспроизвести способность логических нейронов пространственно суммировать с различными весами раздражающие и тормозящие воздействия со стороны других нейронов. Такое свойство легко моделируется при помощи операционного усилителя с дифференциальным входом и набором весовых сопротивлений.

Принципиальная схема подобного усилителя приведена на рис. 41. Это двухкаскадный усилитель постоянного тока с дифференциальным входным каскадом. Аналогичный усилитель использован в описанной выше схеме инерционного детектора, моделирующего свойства рецепторного нейрона (рис. 36). Усилитель имеет два входа и один выход. В отсутствие внешней обратной связи (без резистора $R_{о\,с}$ на рис. 41) он обеспечивает усиление по напряжению примерно в 2 000 раз, одинаковое для любого из двух входов, причем полярность сигнала, поданного на *Вход 1* (+), при усилении не изменяется, а сигнал, поданный на *Вход 2* (—), инвертируется. Дрейф нуля, приведенный ко входу усилителя, составляет примерно

1 *мв/град* и практически исключает применение усилителя без отрицательной обратной связи. Однако в операционном режиме с глубокой обратной связью этот дрейф не мешает и усилитель позволяет выполнять арифметические операции с точностью до десятых долей процента. Подстроечный потенциометр R_5 служит для установки нуля в отсутствие внешних сигналов.

На рис. 42 приведено несколько схем применения описываемого операционного усилителя, причем сам усилитель (рис. 41) изображен треугольником. Добавление простейших цепей внешней обратной связи и различное использование двух входов приспосабливает такой усилитель для выполнения разнообразных задач.

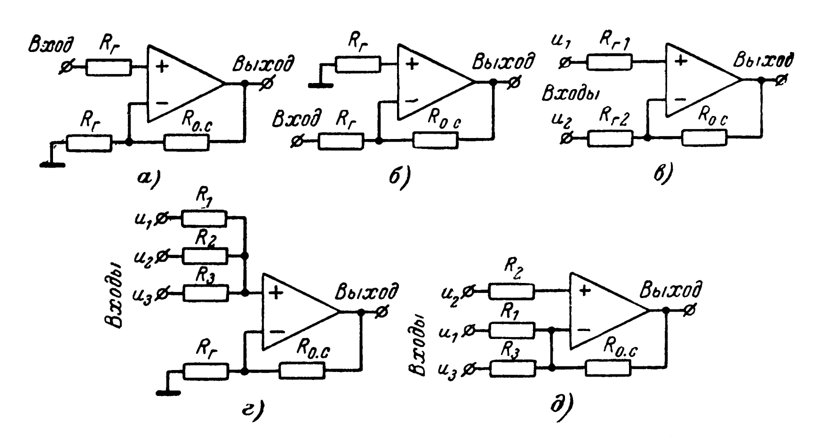


Рис. 42. Схемы использования операционного усилителя (рис. 41) в качестве стабильного усилителя постоянного или переменного напряжения (*а*), инвертера (*б*), дифференциального усилителя (*в*), арифметического сумматора (*г*) и алгебраического сумматора (*д*).

Для стабильного усиления постоянного или переменного напряжения с заданным значением коэффициента усиления K_E (в пределах от единицы до нескольких десятков) достаточно установить такие резисторы $R_{о\ с}$ и $R_г$, чтобы отношение их сопротивлений равнялось необходимой величине K_E (рис. 42,*а*). Если при этом необходимо сменить полярность усиливаемого напряжения, используется *Вход 2* (рис. 42,*б*).

Вычисление разности двух напряжений осуществляется подачей каждого из них на разные входы усилителя (рис. 42,*в*), а сопротивления резисторов $R_{г1}$, $R_{г2}$ и $R_{о\ с}$ берутся равными друг другу.

Суммирование нескольких напряжений с различными весами осуществляется подачей этих напряжений на один вход (рис. 42,*г*) через резисторы R_1—R_N с сопротивлениями, обратно пропорциональными необходимым весовым коэффициентам. Пусть, например, требуется вычислить весовую сумму трех напряжений:

$$u_\Sigma = u_1 + 0{,}2u_2 + 3u_3;$$

здесь весовые коэффициенты равны соответственно 1; 0,2 и 3, следовательно, весовые сопротивления R_1, R_2, R_3 должны находиться в пропорции

$$R_1 : R_2 : R_3 = 1 : 5 : \frac{1}{3}.$$

При этом сопротивление обратной связи $R_{о\,с}$ должно иметь вес 1. Если, например, $R_{о.с}=10$ *ком*, то $R_1=1R_{ос}=10$ *ком*; $R_2=5R_{о\,с}=50$ *ком* и $R_3=\frac{1}{3}R_{о\,с}=3{,}33$ *ком*.

Наконец, возможно и алгебраическое (с разными знаками) суммирование напряжений с заданными весами. Так, в следующем разделе рассматривается устройство, вычисляющее так называемую вторую разность, причем необходимо суммировать три напряжения в следующей пропорции:

$$u_\Sigma = u_2 - 0{,}5u_1 - 0{,}5u_3.$$

Эта операция осуществляется при помощи трех резисторов $R_2=R_{о\,с}$ и $R_1=R_3=2R_{о\,с}$, причем напряжения u_1 и u_3 подводятся к инвертирующему входу усилителя (рис. 42,*д*).

Описанными схемами далеко не исчерпываются различные способы моделирования нейронов. Интересующиеся этим вопросом должны обратиться к специальным статьям и книгам (например, [Л. 3, 8, 17]).

Рассмотренный здесь ассортимент схем отобран в соответствии с техникой моделирования механизмов анализа сигналов в органе слуха, излагаемой ниже.

ОБОСТРЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ КРИВЫХ ОСНОВНОЙ МЕМБРАНЫ

При описании колебательных характеристик основной мембраны было показано, что резонансные кривые в окрестностях отдельных точек мембраны очень тупые, их эквивалентная добротность около единицы. При этом можно было бы ожидать, что полоса пропускания нейронного канала, начинающегося от определенной точки основной мембраны, будет очень широкой, порядка октавы. В таком случае слух не мог бы четко различать малые изменения высоты чистых тонов, обнаруживать отдельные составляющие в аккордах. Повседневный опыт каждого человека опровергает этот вывод. Еще более убедительные доказательства наличия в органе слуха достаточно узкополосных частотных каналов дают психоакустические и электрофизиологические эксперименты.

Ввиду нелинейного характера преобразований сигналов в нейронных элементах должно наблюдаться взаимное влияние сигналов, попадающих в один частотный канал. Подобно тому, как это происходит в нелинейных электрических цепях (например, в схеме детектора), такое взаимное влияние может выражаться в резком ослаблении слабого сигнала при появлении другого, сильного (так называемое подавление слабого сигнала сильным), в образовании колебаний разностной частоты при одновременном воздействии двух синусоидальных колебаний разных частот, в выделении частоты мо-

дуляции амплитудно-модулированного колебания, в ослаблении реакции на синусоидальное колебание при наличии шума и т. д. Психоакустические исследования подтверждают существование в слухе всех этих явлений. Повторяя такие эксперименты с сигналами, занимающими различную полосу частот, можно определить максимальный разнос сигналов по частоте, при котором еще наблюдается взаимное влияние сигналов, и тем самым оценить действующую ширину полос пропускания независимых частотных каналов. Различные по методике эксперименты приводят примерно к одинаковым оценкам ширины этих полос, названных *критическими полосами*,— около 0,16 от значения средней частоты данного канала. Иначе говоря, эквивалентная добротность действующих частотных каналов равна примерно 7, т. е. приблизительно на порядок больше, чем у основной мембраны.

Электрофизиологические исследования возбуждения отдельных нейронов слуховой системы различных животных при стимуляции органа слуха звуками разной частоты также указывают на значительное сужение резонансной кривой по мере продвижения от периферических отделов к высшим отделам слухового тракта.

Для объяснения этих результатов предложен целый ряд гипотез о механизмах обострения частотной селекции.

Все гипотезы обострения по природе рассматриваемых в них физических механизмов можно разделить на две основные группы. К первой относятся гипотезы о механической природе процесса обострения частотных характеристик. В них рассматриваются различные механизмы передачи раздражения от колеблющейся основной мембраны к первичному нейрону, приводящие к относительному увеличению интенсивности раздражения на частоте, равной координатной частоте основной мембраны в данной точке (например, «теория перекладины» [Л. 18]). Для этой группы гипотез характерно предположение о линейной природе механизма обострения. Вторая группа гипотез объясняет процесс обострения резонансных кривых особыми механизмами обработки информации в нейронной сети. В этих гипотезах используются представления как о линейном, так и о нелинейном характере процессов передачи сигналов через нервные элементы.

Несмотря на различные предположения о физической природе механизмов, обусловливающих обострение частотной селекции, гипотезы обеих групп имеют много общего с принципиальной точки зрения и могут изучаться с помощью небольшого ассортимента электронных моделей. Общим для всех гипотез принципом является то, что обострение достигается за счет сравнения интенсивности колебаний соседних точек основной мембраны. Естественно, что такое сравнение требует введения поперечных связей между соседними каналами передачи информации, снимаемой с основной мембраны.

Изучение строения нейронных сетей убедительно доказывает существование таких поперечных связей, называемых коллатералями Обнаружено также, что эти связи при возбуждении данного нейрона создают эффект торможения в соседнем нейроне. Это явление носит название латерального торможения и широко используется в гипотезах обострения частотной селекции, основанных на принципе сравнения интенсивностей сигналов в соседних каналах.

В этом разделе мы рассмотрим электронную модель, имитирующую нелинейный непороговый механизм обострения частотной селек-

ции в многоканальной системе частотного анализа. В основе этой модели лежит гипотеза, заключающаяся в том, что обострение частотной селекции достигается путем вычисления второй разности от амплитуд колебаний соседних точек основной мембраны.

В предыдущем разделе, рассматривая действие рецепторного нейрона в области достаточно высоких частот стимуляции, мы установили, что интенсивность его реакции при синусоидальной форме входного сигнала может быть практически постоянной и пропорциональной амплитуде сигнала. Если сравнить реакции двух таких нейронов, связанных с соседними точками основной мембраны, то разность их реакций будет пропорциональна разностям амплитуд колебаний этих точек.

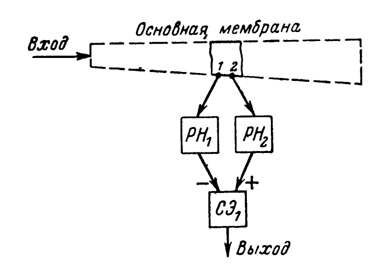


Рис. 43. Структурная схема ячейки, вычисляющей первую разность амплитуд колебаний двух соседних точек основной мембраны.

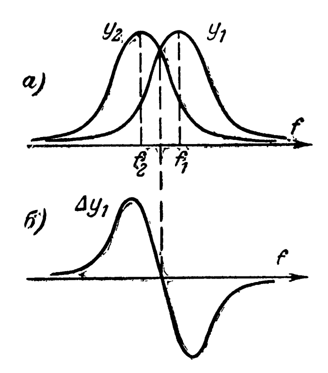


Рис. 44. Резонансные кривые двух точек основной мембраны (*а*) и их разность (*б*).

Для осуществления такой операции необходима структура, показанная на рис. 43. Она включает в себя участок основной мембраны, два рецепторных нейрона PH_1, PH_2 и нейроэлемент $CЭ_1$, осуществляющий сравнение интенсивностей возбуждения рецепторных нейронов. Для этого $CЭ_1$ должен иметь два входа, один возбуждающий (+), а другой тормозящий (—), и обладать способностью к реакции, пропорциональной превышению возбуждающего сигнала над тормозящим. Если амплитудно-частотные характеристики основной мембраны в точках *1* и *2* имеют вид кривых, показанных на рис. 44,*а*, то, очевидно, такой же вид будут иметь зависимости откликов рецепторных нейронов PH_1 и PH_2 от частоты колебаний основной мембраны. Реакцию $CЭ_1$ при сигнале любой частоты можно определить вычитанием ординаты кривой y_1 для данной частоты из соответствующей ординаты кривой y_2. Полученная таким способом зависимость реакции нейроэлемента $CЭ_1$ от частоты входного сигнала показана на рис. 44,*б* и математически может быть представлена соотношением

$$\Delta y_1 = y_2 - y_1. \tag{14}$$

Таким образом, структура, показанная на рис. 43, способна выполнять операцию вычисления первой разности.

Для вычисления второй разности необходимо взять разность двух первых разностей, соответствующих соседним участкам основной мембраны. Это можно сделать путем сравнения реакций двух схем, изображенных на рис. 43, но сдвинутых вдоль основной мембраны относительно друг друга, как это показано на рис. 45. Тогда отклик элемента $СЭ_1$ будет описываться кривой Δy_1 (рис. 46,*б*), а отклик элемента $СЭ_2$ — аналогичной кривой Δy_2, сдвинутой на разность координатных частот основной мембраны между участками *1—2* и *2—3*:

$$\Delta y_2 = y_3 - y_2. \qquad (15)$$

Дополнительный нервный элемент $СЭ_3$, подобный элементам $СЭ_1$ и $СЭ_2$, создает реакцию, пропорциональную разностям реакций $СЭ_1$ и $СЭ_2$. Его отклик, найденный вычитанием ординат кривой Δy_2 из кривой Δy_1, представлен в виде кривой $\Delta^2 y$ на рис. 46,*в*.

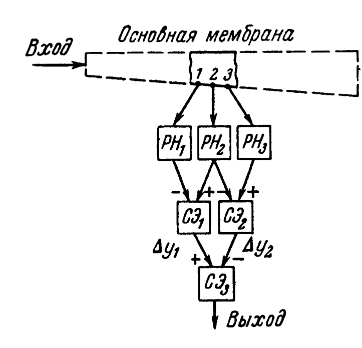


Рис. 45. Структурная схема канала с обострением резонансной кривой путем вычисления второй разности амплитуд колебаний трех соседних точек основной мембраны.

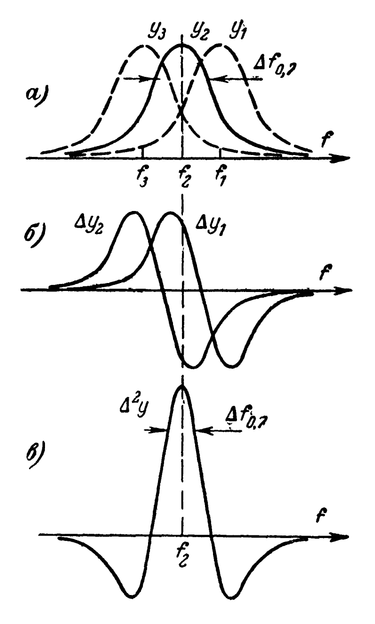


Рис. 46. Резонансные кривые трех точек основной мембраны (*а*), их первые разности (*б*) и вторая разность (*в*).

Из сопоставления кривых $\Delta^2 y$ и y_2 четко видно сужение ширины резонансного пика, достигаемое в результате вычисления второй разности. Расчеты показывают и эксперименты подтверждают, что при моделировании основной мембраны с помощью набора одиночных колебательных контуров ширина резонансной кривой, отсчитанная на уровне 0,7 от вершины, может быть сужена в 3,5 раза.

Раньше чем переходить к рассмотрению схемы электронной модели такого механизма обострения, заметим, что операция вычисления второй разности описывается соотношением

$$\Delta^2 y = \Delta y_1 - \Delta y_2$$

или с учетом формул (14) и (15)

$$\Delta^2 y = 2y_2 - y_1 - y_3, \tag{16}$$

откуда следует, что структурную схему модели можно упростить, если заменить три нервных элемента $СЭ_1$, $СЭ_2$ и $СЭ_3$ на рис. 45 одним (*СЭ* на рис. 47,*а*), имеющим три входа с различными весовыми связями. Вход *2* должен быть возбуждающим, а входы *1* и *3* тормозящими, причем степень торможения по каждому из входов *1* и *3* при равной интенсивности входных сигналов должна быть вдвое меньше степени возбуждения по входу *2*. Иначе говоря, весовые коэффициенты входов *1* и *3* должны быть вдвое меньше, чем у входа *2*, и иметь противоположный знак.

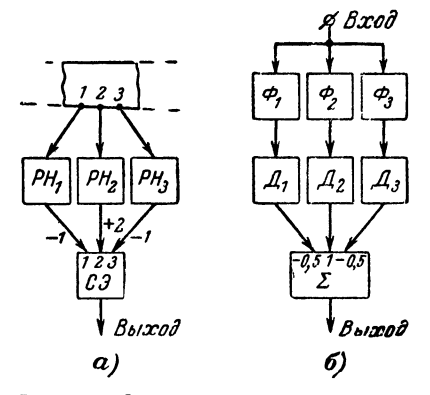


Рис. 47. Структурная схема канала с нелинейным обострением резонансной кривой путем вычисления второй разности при помощи нервного элемента с тремя входами (*а*) и эквивалентная ей блок-схема электронной модели (*б*).

Устройства, осуществляющие сложение и вычитание нескольких сигналов с различными весами, широко распространены в технике аналоговых вычислительных машин под названием суммирующих ячеек. Поэтому в дальнейшем элемент *СЭ* будем называть суммирующей ячейкой и обозначать символом Σ. Для основного (среднего) входа суммирующей ячейки удобно принять весовой коэффициент равным +1; тогда боковые входы должны иметь весовые коэффициенты —0,5, и блок-схема электронной модели нелинейного непорогового механизма обострения резонансных кривых примет вид, показанный на рис. 47,*б*.

Здесь $Ф_1$, $Ф_2$ и $Ф_3$ — три электрических фильтра, моделирующих частотные характерстики трех соседних точек основной мембраны; $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ — детекторы, имитирующие передаточную характеристику рецепторных нейронов, Σ — суммирующая ячейка, моделирующая механизм латерального торможения.

Многократным повторением схемы типа рис. 47,*б* можно создать модель многоканальной системы частотного анализа сигналов во всей полосе частот, воспринимаемых слухом (рис. 48).

Еще более увеличить степень обострения частотных характеристик основной мембраны позволяет повышение порядка вычисляемой разности. При этом для получения резонансных кривых с максимумом на координатной частоте данного канала надо вычислять четные разности: четвертую, шестую и т. д. Нечетные разности подобно первой (см. рис. 44,*б*) обращают коэффициент передачи на средней частоте канала в нуль.

Можно показать, что четные разности высших порядков выражаются следующими соотношениями:

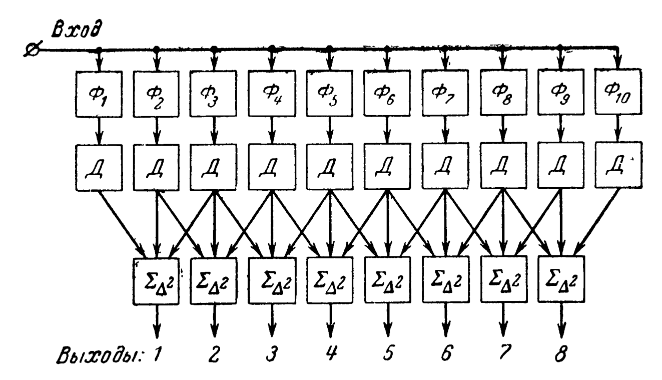


Рис. 48. Блок-схема многоканального анализатора с нелинейным обострением частотных характеристик путем вычисления вторых разностей.

четвертая —

$$\Delta^4 y = 6\left(y_0 - \frac{2}{3} y_{+1} - \frac{2}{3} y_{-1} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{6} y_{+2} + \frac{1}{6} y_{-2}\right); \qquad (17)$$

шестая

$$\Delta^6 y = 20\left(y_0 - \frac{3}{4} y_{+1} - \frac{3}{4} y_{-1} + \frac{3}{10} y_{+2} + \right.$$
$$\left. + \frac{3}{10} y_{-2} - \frac{1}{20} y_{+3} - \frac{1}{20} y_{-3}\right); \qquad (18)$$

восьмая —

$$\Delta^8 y = 70\left(y_0 - \frac{4}{5} y_{+1} - \frac{4}{5} y_{-1} + \frac{1}{5} y_{+2} + \frac{1}{5} y_{-2} - \right.$$
$$\left. - \frac{4}{35} y_{+3} - \frac{4}{35} y_{-3} + \frac{1}{70} y_{+4} + \frac{1}{70} y_{-4}\right). \qquad (19)$$

Эти формулы указывают необходимое количество входов суммирующей ячейки, равное числу слагаемых в правой части формул (17)—(19), и значения весовых коэффициентов для каждого из входов. Для удобства весовой коэффициент среднего входа вынесен за скобку, так что на практике он может быть взят равным +1, и тогда весовые коэффициенты остальных входов должны равняться коэффициентам при соответствующих слагаемых в скобках выражений (17)—(19). Ради общности выражений член, соответствующий среднему входу, в формулах (17)—(19) отмечен индексом 0; индексы 1, 2 ... со знаком плюс соответствуют первому, второму входам и т. д., считая от среднего в одну сторону, а эти же индексы со знаком минус — первому, второму входам и т. д., считая от среднего в другую сторону. Для иллюстрации на рис. 49 показана блок-схема многоканальной системы частотного анализа с обострением

резонансных кривых путем вычисления четвертой разности. В такой схеме полоса пропускания каждого канала может быть в 6 раз уже, чем у входных фильтров.

При вычислении шестой разности сужение полосы пропускания может достигать 9 раз, а при вычислении восьмой разности — 12 раз. Дальнейшее повышение порядка вычисляемой разности приводит ко все меньшему дополнительному сужению ширины резонанс-

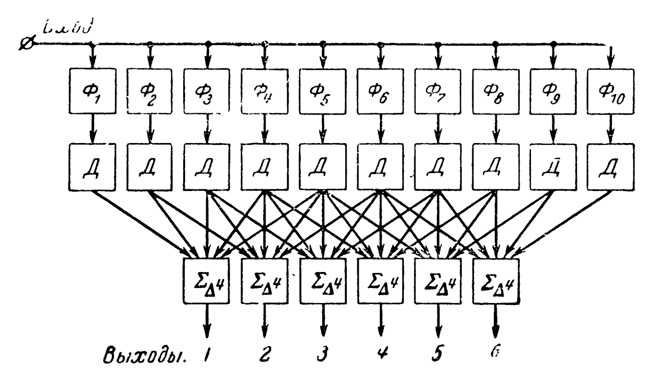


Рис. 49. Блок-схема многоканального анализатора с нелинейным обострением частотных характеристик путем вычисления четвертых разностей.

ной кривой и к заметному усилению побочных резонансов на частотах ниже и выше координатной частоты канала (рис. 50).

Специфическим свойством резонансных характеристик каналов с нелинейным обострением является наличие отрицательных пиков. Они означают, что при воздействии сигналов с частотами несколько

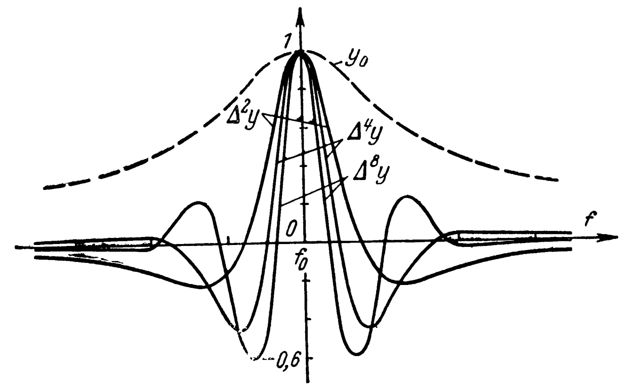


Рис. 50. Частотные характеристики каналов с нелинейным обострением за счет вычисления второй ($\Delta^2 y$), четвертой ($\Delta^4 y$) и восьмой ($\Delta^8 y$) разностей в сопоставлении с частотной характеристикой одного входного фильтра (y_0).

ниже или выше резонансной частоты данного канала выходное напряжение суммирующей ячейки становится отрицательным, т. е. возникает торможение данного частотного канала, При этом следует ожидать ослабления реакции канала на полезные сигналы, частоты которых лежат в области главного (положительного) пика резонансной кривой. Иначе говоря, отрицательные пики резонансной кривой ухудшают помехозащищенность канала.

Вообще вопрос о помехозащищенности канала с нелинейными устройствами (такими устройствами в данном случае являются детекторы) требует особого рассмотрения. Реальная избирательность, оцениваемая изменением отношения сигнал/помеха при одновременном воздействии нескольких колебаний различных частот, в нелинейных каналах может быть значительно хуже, чем это следует из резонансной кривой, снятой при подаче на вход одного колебания с изменяющейся частотой. Кроме того, под действием сложных сигналов, состоящих из колебаний различных частот, в нелинейных

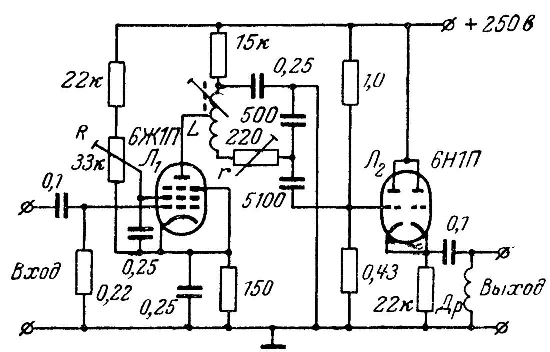


Рис. 51. Принципиальная схема фильтра, моделирующего частотную характеристику одной точки основной мембраны.

каналах могут возникать колебания новых частот, соответствующих огибающей входного сигнала и различным комбинационным колебаниям. Как мы видели выше, такие явления (выделение частоты модуляции, разностной частоты биений двух колебаний) действительно свойственны слуху. Проявляются они и в рассматриваемой модели нелинейного обострения.

Экспериментальное исследование помехоустойчивости было произведено на макете, блок-схема которого приведена на рис. 48. В качестве входных фильтров *Ф* использовались одиночные колебательные контуры с полосой пропускания $\Delta f_{0,7}=0,1f_0$; резонансные частоты соседних каналов сдвинуты на половину ширины полосы пропускания ($0,05f_0$). Для исключения взаимного влияния фильтров каждому колебательному контуру предшествует индивидуальный однокаскадный ламповый усилитель, а для предотвращения шунтирующего действия со стороны детекторов после каждого колебательного контура включен катодный повторитель. Принципиальная схема одного такого фильтра показана на рис. 51. Подстроечным сердечником катушки самоиндукции *L* устанавливается необходимая резонансная частота каждого канала, переменный резистор *r* служит

для установки нужной полосы пропускания (добротности контура), а потенциометр R, регулирующий напряжение экранной сетки лампы $Л$, позволяет устанавливать номинальный коэффициент передачи фильтра на резонансной частоте. Рабочий диапазон частот макета выбран в полосе частот 100—200 *кгц*.

В качестве детектора ($Д$ на рис. 48) применены описанные выше операционные детекторы (рис. 36). Суммирующие ячейки (Σ) выполнены по схеме рис. 42,*д*, причем операционный усилитель имеет схему, показанную на рис. 41.

На рис. 52 кружочками нанесены экспериментальные значения отношения помеха/сигнал на выходе одного из каналов макета при различной частоте помехи. Полезный сигнал представляет собой си-

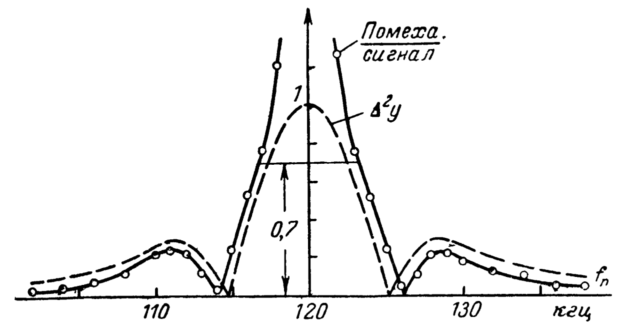


Рис. 52. Зависимость отношения помеха/сигнал от частоты помехи для нелинейной модели обострения частотных характеристик.

нусоидальное колебание, совпадающее по частоте с резонансной частотой канала ($f_0 = 120$ *кгц*), а помеха — синусоидальное колебание, частота которого изменялась в процессе эксперимента. Там же штриховой линией нанесена без учета знаков резонансная кривая этого канала, снятая при подаче на вход одного сигнала. Как видно из графика, при расстройках частоты помехи более ± 3 *кгц* отношение помеха/сигнал практически совпадает с ординатами резонансной кривой. При меньших расстройках совпадения не наблюдается. Это объясняется тем, что при малых разностных частотах инерционности детектора недостаточно для сохранения пикового режима детектирования, и реакция на сумму сигналов перестает равняться сумме реакций на каждый сигнал. При этом пропорциональность составляющих выходного напряжения составляющим входного напряжения нарушается и обнаруживается нелинейное взаимодействие поданных на вход сигналов. Таким образом, нелинейная схема обострения при наличии мешающих сигналов с частотами, близкими к частоте полезного сигнала, обладает повышенной реальной избирательностью, соответствующей обостренной резонансной кривой при условии, что инерционность детекторов велика для колебаний разностной частоты.

При больших расстройках помехи относительно полезного сигнала, частота которого совпадает с резонансной частотой канала, всякий раз, когда разность частоты помехи $f_п$ (или какой-либо гармоники ее частоты) с частотой $f_с$ (или гармоникой сигнала) близка

к нулю, на выходе нелинейного канала появляются низкочастотные колебания. Это позволяет говорить о наличии «пораженных частот» вдали от основной резонансной частоты данного канала. На рис. 53 вертикальными линиями нанесены места расположения этих пораженных частот, проникновение которых в канал с резонансной частотой 120 *кгц* наблюдается при наличии в нем полезного сигнала. Высота каждой линии до уровня, отмеченного треугольником, указывает относительную амплитуду (в децибелах) паразитного колебания при условии, что полезный и мешающий сигналы имеют одинаковую амплитуду, принятую за 0 *дб*.

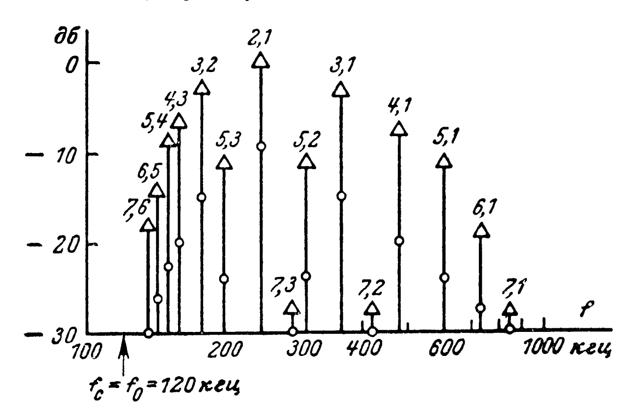


Рис. 53. Расположение пораженных частот в канале с нелинейным обострением частотной характеристики при наличии полезного сигнала.

Парами цифр, например *3*, *2*, указаны номера гармоник полезного сигнала и помехи, образующих данное комбинационное колебание. Там же кружочками отмечены аналогичные уровни паразитных колебаний непосредственно на выходе детектора. Из этого графика видно, что реальная избирательность по отношению к комбинационным колебаниям в результате нелинейного обострения ухудшается примерно на 10 *дб*. Аналогичные пораженные области обнаружены и у слуха при психоакустических экспериментах с двумя одновременно действующими чистыми тонами [Л. 9].

С другой стороны, схема нелинейного обострения проявляет высокую помехозащищенность от широкополосных сигналов с равномерным спектром (шумов). Действительно, полосы пропускания и резонансные коэффициенты передачи трех соседних фильтров практически одинаковые, и это значит, что широкополосный шумовой сигнал создает на выходах трех соседних детекторов практически одинаковые постоянные напряжения. Поскольку эти напряжения суммируются в канале с весовыми коэффициентами —0,5; 1 и —0,5, то они должны компенсировать друг друга и на выходе суммирующей ячейки может появляться лишь незначительное напряжение вследствие нестрогой идентичности полос пропускания фильтров. Эксперимент показывает, что выходное напряжение канала, обусловленное полезным (синусоидальным) сигналом, почти не изме-

контуров путем вычисления второй разности, совпадает по форме с резонансной кривой трехкаскадного резонансного усилителя, в котором использованы те же три колебательных контура. При достаточно малой расстройке резонансных частот колебательных контуров можно получить сужение полосы пропускания примерно в 2 раза (рис. 56). Это значительно меньший выигрыш в полосе, чем у нелинейной схемы обострения.

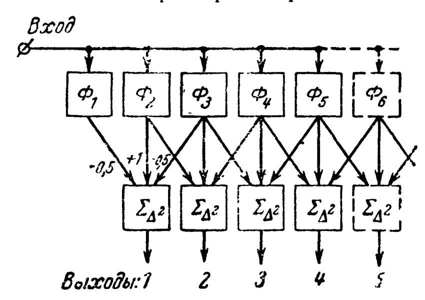


Рис. 55. Блок-схема многоканального анализатора спектра с линейным обострением частотных характеристик путем вычисления вторых разностей.

Повышение порядка вычисляемой разности в случае линейного обострения очень медленно сужает результирующую полосу пропускания. Так, при вычислении четвертой разности полоса пропускания может уменьшаться не более чем в 2,9 раза, шестой разности — в 3,5 раза, восьмой — в 3,8 раза. Напомним, что для нелинейного обострения соответствующие числа составляли 6, 9 и 12 раз. Однако отсутствие нелинейных процессов исключает возможность появления комбинационных колебаний и влияния мешающих сигналов на полезный, так что реальная избирательность при любых одновременно действующих сигналах у линейной схемы обострения описывается той же кривой, что и резонансная характеристика.

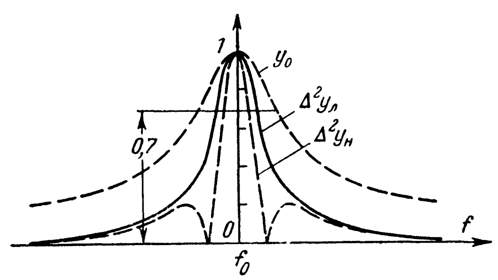


Рис. 56. Частотная характеристика канала с линейным обострением за счет вычисления второй разности ($\Delta^2 y_л$) в сопоставлении с частотной характеристикой входного фильтра (y_0) и характеристикой канала с нелинейным обострением ($\Delta^2 y_н$).

СЕЛЕКТИВИЗОР

По-видимому, механизмы пространственного обострения частотной селекции, существующие в нейронной сети органа слуха, должны включать в себя эффекты, обусловленные пороговыми свойствами

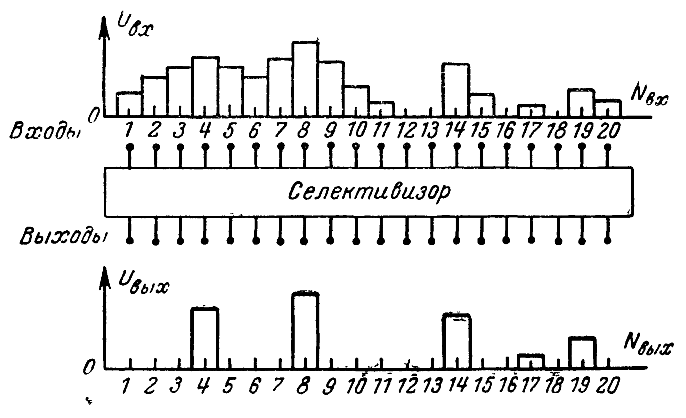


Рис. 57. Принцип действия селективизора.

нейронов. В связи с этим заслуживает внимания еще одна модель механизма обострения, которую можно было бы назвать нелинейной пороговой. В литературе электронная модель такого типа известна под названием селективизора [Л. 15].

Это многоканальное устройство, осуществляющее выделение относительных максимумов входного напряжения. Логику задачи, решаемой селективизором, поясняет рис. 57, на котором сверху изображено возможное распределение входных напряжений селективизора, а внизу — соответствующие этому случаю выходные напряжения. Из рисунка видно, что сигналы появляются только на выходах тех каналов селективизора, ко входам которых подведено напряжение, превышающее напряжение на обоих соседних входах. Выполняющая такую операцию схема элементарной ячейки селективизора, связывающей три соседних входа с одним выходом, изображена на рис. 58.

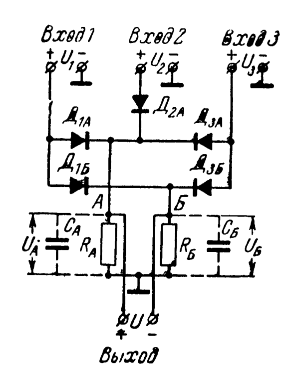


Рис. 58. Принципиальная схема элементарной ячейки селективизора.

Выходное напряжение в этой схеме образуется как разность напряжений на резисторах R_A и $R_Б$:

$$U = U_A - U_Б.$$

Точка A связана с каждым из трех входов при помощи диодов $Д_{1A}$, $Д_{2A}$ и $Д_{3A}$, поэтому на резистор R_A передается наибольшее из трех входных напряжений. Точка $Б$ связана при помощи диодов $Д_{1Б}$ и $Д_{3Б}$ только с боковыми входами, и на резистор $R_Б$ передается большее из напряжений U_1, U_3. Таким образом, если напряжение U_1 или U_3 больше напряжения U_2 на среднем входе, обе точ-

ки A и $Б$ оказываются соединенными с одним и тем же боковым входом и напряжения U_A и $U_Б$ равны друг другу. Выходное напряжение U при этом равно нулю. Если же напряжение на среднем входе U_2 будет больше, чем на любом из боковых входов, то оно передается через $Д_{2А}$ в точку A, а точка $Б$ оказывается под напряжением, равным большему из напряжений боковых входов U_1 или U_3. При этом $U_A > U_Б$ и на выходе появляется напряжение, равное превышению напряжения U_2 над большим из напряжений U_1, U_3.

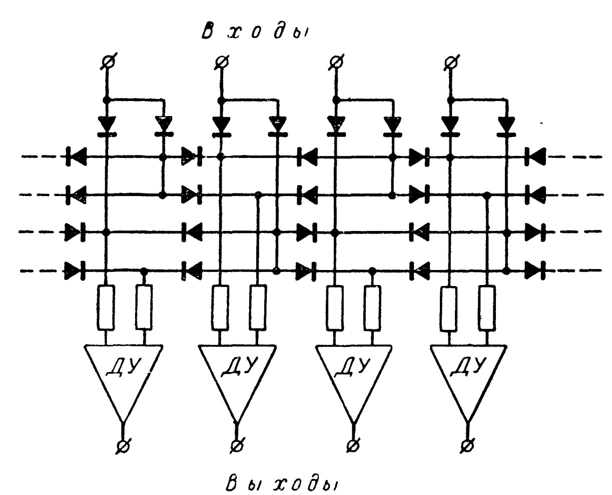


Рис. 59. Схема построения многоканального селективизора (*ДУ* — дифференциальные усилители).

Выходное напряжение в описанной схеме снимается с точек A и $Б$, ни одна из которых не имеет соединения с общим проводом (землей). Для получения напряжения, измеряемого относительно земли, к выходу такой ячейки достаточно присоединить дифференциальный усилитель, например, описанный ранее (рис. 41).

Схема многоканального селективизора, образованного набором ячеек типа изображенных на рис 58, показана на рис. 59.

Сам по себе селективизор, конечно, не обладает никакими частотно-избирательными свойствами, но, присоединяя селективизор к системе параллельных фильтров (как это делалось при использовании схемы, вычисляющей вторые разности), можно наблюдать некоторые эффекты, свидетельствующие об обострении резонансных кривых этих фильтров.

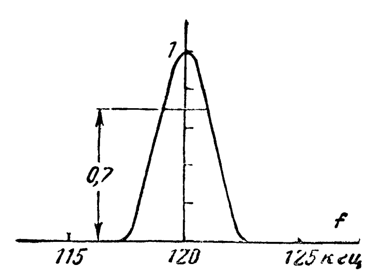


Рис. 60. Частотная характеристика канала с селективизором.

По логике работы селективизор не тождествен рассмотренной выше нелинейной схеме обострения. Там производилось вычисление вторых разностей напряжений, действующих в трех соседних каналах. У селективизора же выходное напряжение в каждом канале равно первой разности напряжения, поступающего на вход данного канала, и напряжения в одном из соседних каналов. Но этого мало, напряжение на том или ином выходе селективизора появляется только при условии, что входное напряжение данного канала превышает напряжения на соседних входах, в противном случае напряжение на выходе равно нулю. Это значит, что в отличие от схем, вычисляющих четные разности, полярность выходного напряжения селективизора не может изменяться. Поэтому резонансные кривые системы, состоящей из набора фильтров и селективизора, имеют только один положительный пик в области резонансной частоты данного канала, а ветви, опускающиеся ниже оси абсцисс, отсечены (рис. 60). Такая форма характеристик обусловлена заменой связи точки A (см. рис. 58) со средним входом через диод $Д_{2A}$ на связь с соседним входом через диод $Д_{1A}$ или $Д_{3A}$ в момент, когда напряжение на среднем входе становится ниже напряжения соседнего входа. При этом напряжение на соседнем входе выступает в роли порогового, ниже которого передача сигнала в данном канале прекращается. Отсюда вытекают основания для того, чтобы в отличие от нелинейной схемы, вычисляющей четные разности, селективизор отнести к разряду пороговых нелинейных схем обострения.

Ввиду наличия в каждом входном проводе диодов ($Д_{1A}$, $Д_{2A}$, $Д_{3A}$ на рис. 58) селективизор работает только при входных напряжениях одной полярности. Он может включаться после детекторов, имитирующих рецепторные нейроны, причем его функции будут ограничены моделированием механизма латерального торможения в сети логических нейронов периферического отдела слуховой области. Возможно и совмещение в селективизоре логических функций с рецепторными. Для этого входы селективизора достаточно присоединить непосредственно (или через буферные усилители, предотвращающие нагрузку фильтров) к выходам фильтрующей системы — модели основной мембраны. В последнем случае для имитации инерционных свойств рецепторного механизма выходные точки селективизора (A и $Б$ на рис. 58) должны быть заблокированы на общий провод (землю) конденсаторами, емкость которых при выбранных сопротивлениях резисторов R_A и $R_Б$ обеспечивает необходимые постоянные времени.

От способов соединения селективизора с фильтрующей системой и выбранных постоянных времени в известной мере может зависеть реакция всего устройства на сложные входные сигналы. Однако общими закономерностями работы всех устройств типа селективизора являются высокая степень обострения частотных характеристик при подаче одного синусоидального сигнала и низкая помехозащищенность при одновременном воздействии нескольких сигналов.

Действительно, независимо от полосы пропускания входных фильтров, как только в процессе изменения частоты входного сигнала образуется расстройка более чем на половину частотного интервала между соседними каналами, выходное напряжение селективизора в одном канале пропадает и появляется в соседнем. Таким образом, даже при большом перекрытии частотных характеристик фильтров на выходе селективизора частотные характеристики не перекрываются и имеют ширину, отсчитанную по нулевому уровню,

равную разности Δf_0 резонансных частот соседних каналов (рис. 61).

Что же касается помехозащищенности схемы с селективизором, то ее резкое снижение объясняется как наличием нелинейных элементов (диодов), так и тем обстоятельством, что пороговым напряжением для данного канала является напряжение в соседнем канале. При этом появление в соседнем канале помехи, превышающей

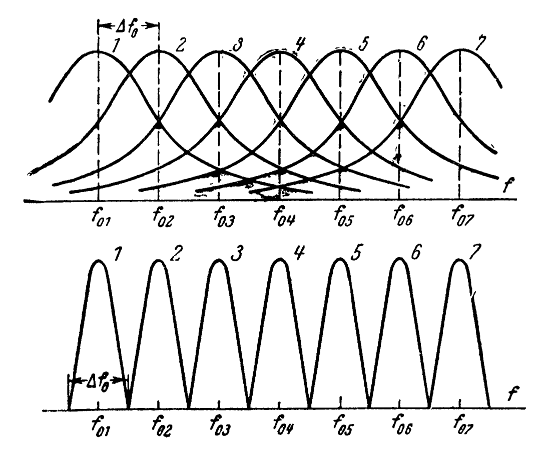


Рис. 61. Частотные характеристики входных фильтров (сверху) и обостренные селективизором характеристики (внизу) многоканального устройства (*1*, *2*, *3* и т. д. – номера каналов; f_{01}, f_{02}, f_{03} и т. д. — их резонансные частоты).

полезный сигнал в данном канале, замирает этот канал. В результате помехозащищенность схемы с селективизором оказывается хуже, чем без всякого обострения резонансных кривых. В качестве примера на рис. 62 приведена зависимость отношения помеха/сигнал на выходе селективизора от частоты помехи при равных амплитудах полезного и мешающего сигналов на входе схемы. Там же

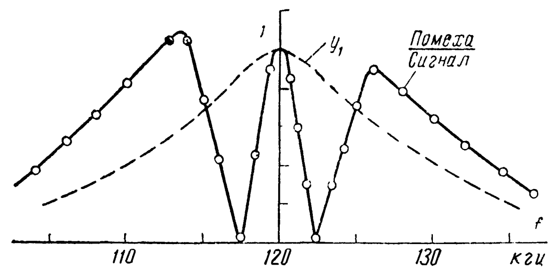


Рис. 62 Резонансная кривая фильтра (y_1) и кривая реальной избирательности (помеха/сигнал) селективизора.

няется от добавления шумовой помехи, превышающей полезный сигнал в 10 раз (рис. 54). Штриховая линия и кружочки показывают увеличение постоянного напряжения на выходе детектора (*Д*) при добавлении шумового сигнала. Сплошная линия и треугольники (Δ^2) изображают постоянное напряжение на выходе суммирующей ячейки.

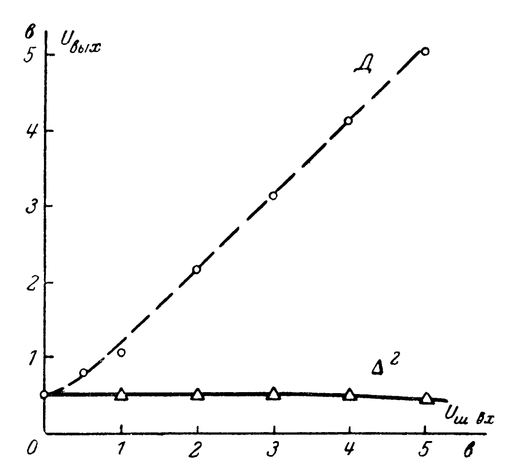


Рис. 54. Зависимость постоянного напряжения на выходе детектора (кружочки) и на выходе канала с нелинейным обострением частотной характеристики (треугольники) от напряжения шума на входе при наличии полезного сигнала $U_{вх.с}=0{,}5$ *в*.

ЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ОБОСТРЕНИЯ РЕЗОНАНСНОЙ КРИВОЙ

Линейная модель обострения получается из описанной выше нелинейной, если исключить детекторы и тем самым производить вычисление второй разности путем алгебраического сложения мгновенных значений, а не амплитуд напряжений на выходах трех соседних фильтров. Блок-схема такого устройства показана на рис. 55.

Ввиду того, что соседние фильтры имеют различные резонансные частоты, фазы одного и того же колебания на выходах фильтров не совпадают и в суммирующей ячейке происходит геометрическое сложение амплитуд. Кроме того, в отличие от нелинейной схемы обострения, у которой под действием одного синусоидального колебания на выходе появляется постоянное напряжение, здесь выходное напряжение представляет собой колебание той же частоты, что и входной сигнал. Эти особенности приводят к отличию резонансных кривых линейной схемы от описанных выше для нелинейной схемы.

Можно доказать, что резонансная кривая, получаемая в результате линейного обострения частотной характеристики колебательных

штриховой линией нанесена аналогичная зависимость для схемы, состоящей только из одного входного фильтра (она совпадает с резонансной кривой).

Подводя итог описанию всех схем обострения частотной селекции, можно отметить, что только линейная схема (рис. 55) дает повышение реальной избирательности, соответствующее форме обостренной резонансной кривой. Нелинейные схемы позволяют в большей мере обострить резонансную кривую, характеризующую реакцию системы на синусоидальное колебание (чистый тон), но при воздействии сложных колебаний в них наблюдается взаимодействие составляющих сигнала, ограничивающее повышение реальной избирательности. Наибольше обострение резонансных характеристик дает нелинейная пороговая схема (рис. 59), которая в то же время обладает наихудшей помехозащищенностью. Нелинейные непороговые схемы, вычисляющие четные разности (рис. 48, 49), в меньшей мере, чем селектор, обостряют резонансные кривые, но для некоторых видов мешающих сигналов проявляют высокую помехозащищенность.

ЭЛЕКТРОННЫЕ МОДЕЛИ ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ В ОРГАНЕ СЛУХА

Как уже было рассказано в начале книги, временной анализ основан на том, что любой сигнал можно описать рядом его мгновенных значений, взятых через определенные промежутки времени, причем необходимая длительность интервалов τ между этими отсчетами зависит от ширины частотной полосы F, занимаемой сигналом:

$$\tau = \frac{1}{2F}.$$

Поскольку частота колебаний, воспринимаемых слухом человека, достигает 20 *кгц,* то отсчеты мгновенных значений следовало бы производить через каждые 25 *мксек.* Однако одиночный нейрон не может возбуждаться с интервалами менее 1—2 *мсек,* и даже в нейронных каналах трудно ожидать появления импульсаций с периодами повторения менее сотен микросекунд. В связи с этим долгое время не уделяли внимания временному анализу сигналов в органе слуха и пытались объяснить все его свойства теорией места, основанной на частотно-координатных свойствах основной мембраны.

К механизмам, рассматриваемым этой теорией, относятся и только что описанные модели обострения частотной селекции. Все они предусматривают опознание частоты сигналов по тому, в каком канале, т. е. в каком месте основной мембраны образуется максимум смещений для данного сигнала. Форма же самого сигнала, по крайней мере в тех деталях, которые обусловлены присутствием достаточно высокочастотных составляющих, в данном канале не сохраняется. При этом, например, частота импульсаций нейронов, образующих канал передачи информации о месте максимума колебаний на основной мембране, вовсе не равна частоте воспринимаемого сигнала. Такой режим работы нейронов был подробно рассмотрен выше при описании моделей рецепторных нейронов. Там же было показано, что отображения внешних сигналов в активности нейронов могут до некоторой степени сохранять информацию о периоде и форме колебаний при частотах ниже 500—1 000 *гц,*

а также о форме огибающих сложных сигналов, если частота огибающей ниже 500—1 000 *гц*. При этом частота импульсаций может непосредственно отражать частоту, мгновенные значения или форму огибающей воздействующих сигналов. К этим свойствам нейронов пришлось обратиться после того, как было четко обнаружено свойство слуха ощущать тон с частотой, равной разности частот двух чистых тонов. Оставаясь в рамках теории места, объяснить такое свойство слуха невозможно. По этой причине появилась вторая теория слуха, объясняющая способность различать сигналы по форме, — теория периодичности, или теория временно́го анализа.

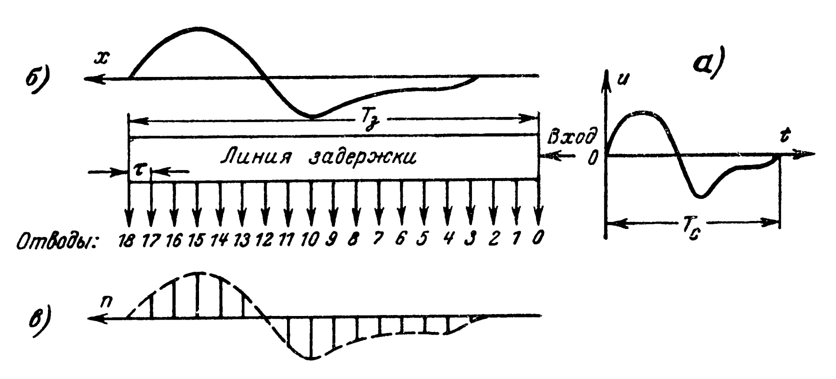


Рис. 63. Пространственное представление сигнала с помощью линии задержки.

а — форма входного сигнала; *б* — распределение напряжения вдоль линии задержки спустя время $T_з$ после начала входного сигнала; *в* — напряжения на отводах линии задержки в этот же момент времени.

Если для частотного анализа сигналов прежде всего требовалась частотно-избирательная структура, создающая неравномерное распределение уровня частотных составляющих сигнала в различных каналах (эту задачу выполняла основная мембрана), то основополагающей структурой временного анализа должен быть элемент, создающий временную задержку сигнала.

Возьмем линию задержки с большим числом отводов и на ее вход подадим электрический сигнал, продолжительность $T_с$ которого не превышает полного времени задержки $T_з$ данной линии. Этот сигнал будет распространяться вдоль линии, и спустя время $T_з$ после его начала на отводах линии появятся напряжения, равные мгновенным значениям сигнала через интервалы времени τ, равные времени задержки между соседними отводами (рис. 63). Таким образом, сигнал, представляющий собой изменение напряжения во времени, превращается в соответствующее распределение напряжений в ряде каналов, образуемых отводами от линии задержки.

Припомнив, что время распространения колебания вдоль основной мембраны значительно (5 *мсек*), нетрудно понять, что она может выполнять не только функции частотного анализатора, но также и функции линии задержки, причем рецепторные нейроны будут играть роль датчиков отклонений основной мембраны в соответствующих точках — отводах.

Механизм временного анализа сигналов может эффективно использоваться и в самих нейронных сетях, поскольку время распространения нервного импульса вдоль аксонов и дендритов, а также задержки при передаче импульсов через синапсы и в течение актов возбуждения нейронов, исчисляется также миллисекундами.

Мы ограничимся здесь описанием двух моделей, основанных на временном анализе сигналов. Схема первой из них представлена на рис. 64 и служит для выделения синусоидального сигнала определенной частоты. В этом случае шаг отводов вдоль линии выбирается таким образом, чтобы задержка между соседними отводами в точности равнялась периоду выделяемой частоты:

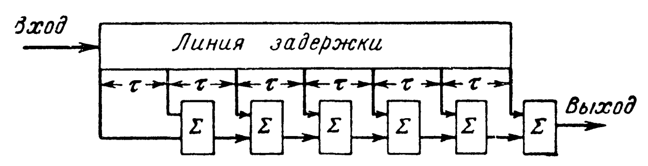


Рис. 64. Модель частотного фильтра с линией задержки.

$$\tau = \frac{1}{f_0}.$$

Тогда при подаче на вход линии колебания с частотой f_0 напряжения на всех отводах будут иметь одну и ту же фазу и при суммировании этих напряжений цепочкой сумматоров Σ на выходе появится большое напряжение селектируемого сигнала. Если же период входного сигнала отличается от величины τ, то в общем случае напряжения на отводах линии не совпадают по фазам и при суммировании с большого числа отводов взаимно погашаются. Таким образом, структура типа показанной на рис. 64, не включая в себя частотно-избирательных элементов, способна осуществлять частотную селекцию сигналов. При малых отклонениях частоты сигнала от резонансной частоты такого устройства происходят лишь небольшие сдвиги фаз напряжений на отводах линии задержки и увеличение выходного сигнала за счет суммирования, хотя и не столь значительное, как на частоте f_0, все же происходит. Пропадает выходное напряжение лишь при такой расстройке, когда между первым и последним отводами накапливается сдвиг фаз на период. Чем больше отводов N с данным шагом τ имеет линия (т. е. чем больше ее полное время задержки $T_з = N\tau$), тем острее резонансный пик частотной характеристики такого устройства.

Однако в отличие от обычных фильтров частотная характеристика устройства с линией задержки имеет, кроме главного, ряд дополнительных резонансных пиков. Дополнительные резонансы наблюдаются на частотах, кратных основной резонансной частоте ($2f_0$, $3f_0$ и т. д.), потому что при этом период колебаний в целое число раз меньше временного интервала между соседними отводами и напряжения на отводах снова совпадают по фазе. Более детальный анализ показывает и опыт подтверждает существование побочных подъемов частотной характеристики такого устройства на частотах, близких к каждой резонансной частоте. Общий вид частотной характеристики устройства, выполненного по схеме рис. 64, показан на рис. 65.

В технических приложениях, когда резонансы на гармониках (в районе частот $2f_0$, $3f_0$ и т. д.) нежелательны, достаточно на входе устройств типа рис. 64 применить широкополосный фильтр нижних частот с граничной частотой несколько ниже значения $2f_0$. В органе слуха роль такого фильтра, ослабляющего дополнительные резонансы, может играть основная мембрана, если структура типа рис. 64 связывается с соответствующей областью основной мембраны.

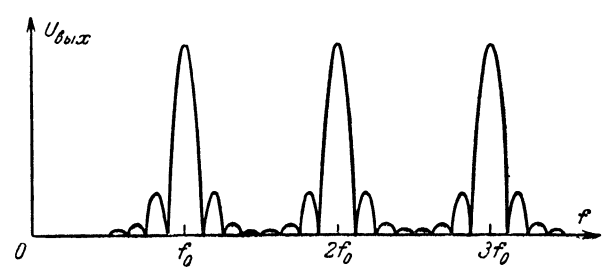


Рис. 65. Частотная характеристика устройства, показанного на рис. 64.

Для частотного разделения различных составляющих при помощи механизма временного анализа надо предположить существование в органе слуха целого ряда каналов, образованных структурами типа показанной на рис. 64 с различным шагом отводов вдоль линий задержки. Конечно, может быть использована и одна линия задержки с достаточно большим числом отводов, размещенных с очень малым шагом. Тогда для формирования различных частотных каналов достаточно отбирать только те отводы из всех имеющихся, которые соответствуют необходимым интервалам задержки.

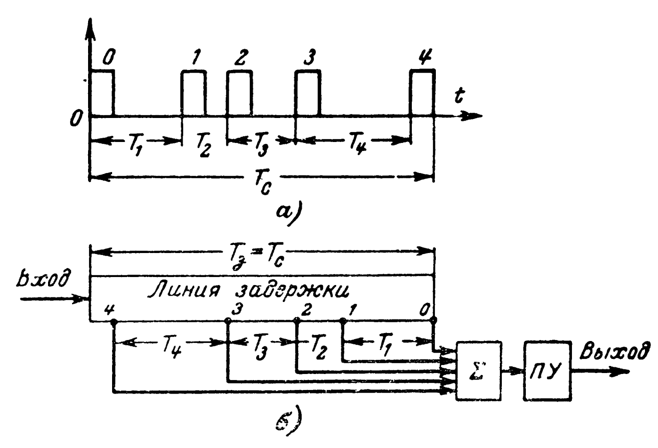


Рис. 66. Модель временного фильтра (*б*) для оптимального выделения заданного сигнала (*а*).

Характер расположения спиронейронов и их связей с различными волосковыми клетками (см. рис. 16) наводит на мысль, что их действие может соответствовать рассмотренной структуре фильтра с линией задержки.

Другая модель механизма временного анализа (рис. 66) показывает способ выделения ограниченного во времени сигнала произвольной формы. Для простоты мы предположим, что сигнал представлен некоторой последовательностью стандартных импульсов (такую форму должны приобретать отображения любых воспринимаемых слухом сигналов в сетях логических нейронов).

Пусть выделяемый сигнал имеет структуру, показанную на рис. 66,*а*, и характеризуется интервалами T_1, T_2, T_3 и т. д. между образующими его импульсами. Зная величины этих интервалов, можно построить линию задержки, согласованную с данным сигналом. Это такая линия, на всех отводах которой в момент окончания сигнала появляются напряжения, соответствующие всем импульсам данного сигнала. Легко сообразить, что для образования согласованной линии достаточно полное время задержки ее взять равным продолжительности сигнала T_c, а отводы расположить, считая от конца линии, на расстояниях, соответствующих интервалам задержки T_1, T_2, T_3 и т. д. (рис. 66,*б*). При этом к моменту окончания сигнала каждый из образующих его импульсов будет пробегать мимо соответствующего ему отвода и на всех отводах линии одновременно появится напряжение. Очевидно, суммируя напряжения со всех отводов в ячейке Σ, мы получим максимально возможное выходное напряжение. Подача на вход такой линии любого сигнала с иным количеством и другими интервалами следования импульсов приведет к появлению на выходе сумматора меньшего напряжения. Поэтому для выделения заданного сигнала достаточно на выходе сумматора применить пороговое устройство *ПУ*, и тогда появление напряжения на его выходе будет однозначно свидетельствовать о поступлении на вход системы определенного сигнала.

Все элементы, присутствующие в схеме на рис. 66, обладают свойствами, имеющимися у логических нейронов, и потому можно предполагать существование в нейронных сетях моделируемого этой схемой механизма выделения сигналов. Наиболее слабым местом такого предположения является необходимость образования в процессе обучения вполне определенных временных задержек T_1, T_2, T_3 и т. д. Однако нет никаких данных, которые отрицали бы возможность развития в нейтронных структурах связей, способных закреплять определенные наборы временных задержек.

Как вариант схемы типа рис. 66, особенно интересный для целей однозначного опознавания определенного сигнала, укажем на схему рис. 67, включающую в себя вместо сумматора логические элементы *И* и *ИЛИ*. Как и в предыдущей схеме, здесь имеются отводы, расположенные с интервалами T_1, T_2, T_3 и т. д. Выходы этих отводов поступают на логическую ячейку *И*, создающую напряжение на выходе только при условии, что на все ее входы одновременно пришли импульсы. Но между этими отводами вдоль всей линии задержки размещены дополнительные отводы (через интервалы τ, равные длительности стандартного импульса). При поступлении сигнала, с которым линия согласована, в момент его окончания на дополнительных отводах никаких напряжений нет и схема в целом работает подобно прежней. Напряжение с выхода ячейки

И проходит через схему запрета *СЗ* и появляется на выходе устройства.

Однако, если к данному сигналу добавить импульсы, расположенные в интервалах между заданными, то схема типа рис. 66 будет реагировать по-прежнему, как на «свой» сигнал. Это надо истолковывать как наличие в новом сигнале «своего» в виде составляющей, которую и выделяет схема рис. 66. В отличие от нее схема, приведенная на рис. 67, обеспечивает однозначное опознание всего сигнала, а введение в сигнал всякого дополнительного импульса с точки зрения этой схемы есть изменение опознаваемого сигнала. Действительно, любой дополнительный импульс приведет

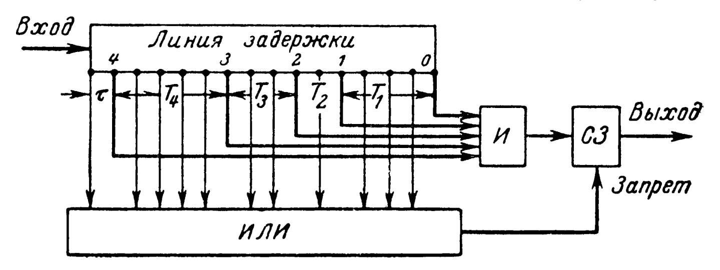


Рис. 67. Вариант схемы временного фильтра для однозначного опознания заданного сигнала.

к появлению напряжения на каком-либо из дополнительных отводов и благодаря схеме *ИЛИ* будет передан на запрещающий вход ячейки *СЗ*. В результате передача напряжения с выхода ячейки *И* на выход всего устройства будет предотвращена.

При техническом моделировании структур временного анализа в качестве линии задержки можно использовать в соответствии с желаемым диапазоном времен задержки любые известные в радиотехнике устройства этого типа: длинные линии из набора *LC*-ячеек, магнитострикционные стержни, ультразвуковые линии задержки, магнитофон и т. д. В качестве суммирующих устройств могут работать описанные выше операционные усилители (рис. 41). Ячейки типа *И* и *ИЛИ* являются стандартными элементами логических устройств и цифровых вычислительных устройств [Л. 5]. Схема запрета образуется сочетанием схемы *И* на два входа с инвертером (схемой *НЕ*), введенным в цепь того из входов, который используется как запрещающий.

АДАПТИВНЫЕ МЕХАНИЗМЫ ВОСПРИЯТИЯ ИЗМЕНЕНИЙ СИГНАЛА

Психоакустические опыты показывают, что острота различения сходных сигналов сильно зависит от интервала времени, разделяющего предъявление сигналов испытуемому, и резко понижается по мере увеличения этого интервала. Так, даже незначительное внезапное изменение громкости звука (на 0,5 *дб* и менее) или высоты тона (менее 1%) любой человек прекрасно ощущает, но при прослушивании двух звуков с большим интервалом времени (час,

сутки) обычно бывает трудно обнаружить на порядок бо́льшие различия в их громкости и высоте тона. С такими явлениями мы сталкиваемся, например, с одной стороны, четко ощущая «плавание» звука магнитофона при коэффициенте детонации всего лишь в 0,5%, а с другой стороны, часто не замечая отличия тональностей на 1—2 тона (12—25% по высоте) в исполнении одной и той же песни или арии различными певцами. В то же время встречаются люди, в особенности среди музыкантов, обладающие так называемым абсолютным слухом, которые могут определять высоту одного звука даже без сопоставления его с другими звуками с погрешностью меньшей, чем половина элементарного музыкального интервала — меньше четверти тона (3% по частоте).

Эти факты указывают на то, что без специальной тренировки и обучения наибольшую остроту различения сигналов проявляют механизмы непосредственного сравнения следующих друг за другом сигналов.

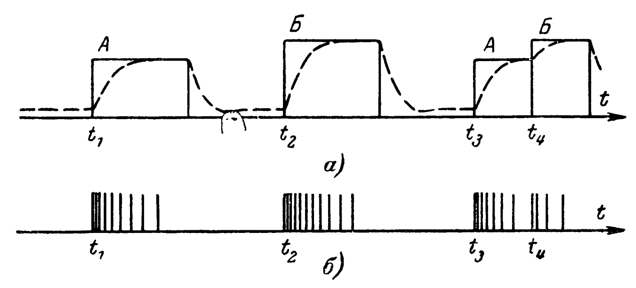


Рис. 68. Адаптивная реакция нейрона на различные раздражающие стимулы в соответствии с принципом компенсации.

а — график интенсивности раздражения (сплошные линии) и изменения порога чувствительности нейрона (штриховые линии); *б* — ответные импульсации нейрона.

По существу сравнение неодновременно действующих сигналов возможно лишь при условии, что предшествующий сигнал каким-то образом запечатлен в памяти. Однако элементарные операции по обнаружению изменений тех или иных характеристик сигналов, объясняющие большое обострение разрешающей способности органа слуха, не требуют привлечения процессов сознательного запоминания сигналов. Для осуществления этих операций достаточны простейшие свойства нейронов, связанные с их последействием, в частности с той инерцией, которой сопровождаются восстановление порога возбуждения и адаптация нейрона по окончании действия сигнала — раздражителя. По этой причине описываемые ниже модели механизмов реакции на изменение сигнала мы не склонны связывать с терминами процессов памяти и будем называть адаптивными, использующими приспособительное поведение нейронов.

Фундаментальным принципом адаптивного поведения нейронов представляется их стремление так изменить свои свойства при воздействии раздражителя (в частности — порог возбуждения), чтобы по возможности уменьшить свою реакцию на данный раздражитель, в пределе — прекратить импульсацию совсем. Этот принцип можно назвать принципом компенсации (стимула, входного сигнала), и его

существование вытекает из упоминавшегося ранее свойства адаптации нейрона в зависимости от интенсивности раздражения.

Посмотрим, как принцип компенсации помогает объяснить обострение реакции одиночного нейрона на небольшое изменение интенсивности раздражения.

На рис. 68 сверху изображены графики интенсивностей раздражителя (сплошными линиями) и изменения порога чувствительности нейрона в соответствии с принципом компенсации (штриховой линией). Поскольку частота ответных импульсов зависит от степени превышения порога интенсивностью раздражителя, реакция максимальна в момент появления раздражителя, а затем частота импульсаций убывает. Легко видеть, что характер реакции нейрона на стимулы A и $Б$, несколько различающиеся по интенсивности, но прикладываемые независимо один от другого в моменты времени t_1 и t_2, аналогичный. Лишь детальный подсчет количества импульсов в пачках, обусловленных стимулами A и $Б$, указывает на их различие. Однако при некоторой нестабильности характеристик нейрона может оказаться, что на стимул $Б$ нейрон откликнется даже меньшей пачкой импульсов, чем в другое время на стимул A. Если же стимул $Б$ следует непосредственно за стимулом A, как это показано справа в момент t_4, то требуется дополнительная адаптация порога, и, пока она проходит, появляется вторая пачка импульсов, четко отражающая внезапное увеличение интенсивности раздражителя в момент t_4.

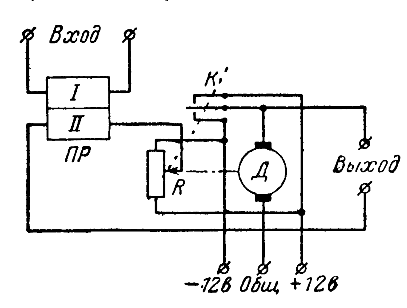


Рис. 69. Схема простейшей модели адаптирующейся ячейки.

Схема простейшей электрической модели адаптирующейся ячейки, имитирующей свойства нейрона остро реагировать на малое изменение интенсивности стимула, показана на рис. 69. Главным элементом ячейки является трехпозиционное двухобмоточное поляризованное реле *ПР*. В отсутствие напряжений на его обмотках *I* и *II* средняя пластина контактной группы *К* занимает нейтральное положение, и на выходных зажимах напряжение отсутствует. Коллекторный электродвигатель, вал которого связан через не показанный на схеме замедляющий редуктор с осью потенциометра *R*, вместе с потенциометром *R* и обмоткой *II* реле образует цепь, имитирующую адаптацию нейрона.

Пусть в исходном состоянии ползунок потенциометра *R* находится посредине подковки, так что его потенциал равен потенциалу общего зажима источников питания схемы и через обмотку *II* ток не проходит. Тогда напряжение на выходе появится лишь при подаче на вход, т. е. на обмотку *I*, напряжения, превышающего порог срабатывания реле. Одновременно через замкнувшуюся пару контактов напряжение поступит на электродвигатель, и он начнет перемещать ползунок потенциометра *R*. Концы обмотки *II* включены в схему таким образом, чтобы магнитный поток, создаваемый при этом обмоткой *II*, имел направление, противоположное магнитному потоку

обмотки *I*. Таким образом, ток в обмотке *II*, нарастающий по мере вращения электродвигателя, будет уменьшать силу притяжения якоря реле к данному полюсу магнитопровода, и спустя некоторое время в результате компенсации магнитных потоков якорь перейдет в нейтральное положение. Контакты реле разомкнутся, напряжение на выходе пропадет, и электродвигатель остановится. Ячейка скомпенсировала действие поданного на вход напряжения. Если затем увеличить или уменьшить входное напряжение настолько, чтобы возникшая разность магнитных потоков оказалась достаточной для перекидывания среднего контакта реле, то на выходе снова появится напряжение (его полярность будет зависеть от знака дополнительного приращения входного напряжения). Снова включится электродвигатель, причем направление его вращения будет прежним в случае увеличения входного напряжения и обратным при уменьшении входного напряжения. Поэтому и ток через обмотку *II* будет изменяться в том направлении, которое необходимо для компенсации данного изменения входного напряжения.

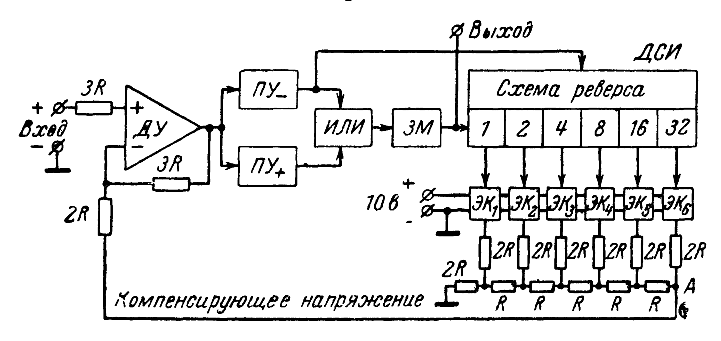


Рис. 70. Электронная модель адаптирующейся ячейки. Величина R выбирается в пределах 1—2 *ком*.

Применяя чувствительное поляризованное реле с малым напряжением срабатывания, например 0,2 *в*, при помощи этой схемы можно четко регистрировать всякое изменение входного напряжения на эти 0,2 *в* при абсолютном значении до 12 *в*, т. е. определять изменения входного напряжения менее чем на 2%.

Использование электродвигателя обусловлено необходимостью иметь для достижения полной компенсации идеальный интегрирующий элемент — устройство, удерживающее накопленное значение некоторой величины в течение сколь угодно долгого промежутка времени. Такой величиной здесь является напряжение, подаваемое на обмотку *II* с потенциометра R, или угол поворота оси потенциометра, от которого это напряжение зависит.

Свойствами идеального интегратора обладает и электронная схема, включающая в себя двоичный счетчик импульсов на триггерах, которым можно заменить электродвигатель. Блок-схема такой чисто электронной адаптирующейся ячейки приведена на рис. 70. Здесь сравнение входного напряжения с вырабатываемым в самой схеме компенсирующим напряжением осуществляет дифференциальный усилитель *ДУ* типа, описанного ранее (рис. 41). Если компенсирующее напряжение $U_к$ равно входному $U_{вх}$, то на выходе *ДУ*

напряжение отсутствует. Если $U_к < U_{вх}$, то на выходе *ДУ* появляется напряжение положительной полярности ($U_{вх} - U_к > 0$), а в противном случае ($U_к > U_{вх}$) — отрицательной. В первом случае срабатывает пороговое устройство $ПУ_+$, во втором — $ПУ_-$. Благодаря схеме *ИЛИ* какое бы из пороговых устройств не сработало, запускается задержанный мультивибратор *ЗМ* и его импульсы поступают на вход двоичного счетчика импульсов *ДСИ*. Последний состоит из цепочки триггеров, так что первый триггер (на схеме обозначен цифрой *1*) срабатывает от каждого импульса, чередуя состояния «0» и «1», а состояния каждого из следующих триггеров чередуются вдвое реже, чем у предыдущего. Таким образом, второй триггер (*2*) переключается каждым вторым входным импульсом, третий (*4*) — каждым четвертым и т. д. Если сначала все триггеры находились в состоянии «0», то после прихода определенного числа импульсов состояния триггеров отразят это число в двоичной системе исчисления. Так, 13 импульсов переведут триггеры *1*, *4* и *8* в состояние «1» (1+4+8=13) а триггеры *2* и *16* будут находиться в состоянии «0».

Схема реверса, входящая в состав двоичного счетчика, в случае срабатывания порогового устройства $ПУ_-$ изменяет связи между триггерами так, что входные импульсы вместо увеличения записанного в состояниях триггеров числа начинают уменьшать это число, т. е. происходит вычитание нового количества импульсов из пришедшего ранее.

С каждым триггером *ДСИ* связан свой электронный ключ *ЭК*, который соединяет один из резисторов *2R* либо с минусом (в состоянии «0») либо с плюсом (в состоянии «1») местного источника напряжения (10 *в*). Цепочка из резисторов *R* и *2R* составлена так, что на ее выход (в точку *А*) через резисторы *2R* передаются от зажима +10 *в* напряжения, пропорциональные разряду соответствующего триггера. В результате этого по мере увеличения числа импульсов, записанных в *ДСИ*, компенсирующее напряжение увеличивается, а при вычитании (в случае отрицательного напряжения на выходе *ДУ*, когда срабатывает $ПУ_-$ и включается схема реверса) компенсирующее напряжение уменьшается. Таким образом, компенсирующее напряжение, как и в схеме с электродвигателем, стремится уравновесить поданное на вход схемы напряжение.

Компенсирующее напряжение изменяется здесь не монотонно, а ступеньками, равными напряжению, которое создается включением младшего разряда (триггера *1*), но при достаточном числе разрядов эти ступеньки можно сделать достаточно маленькими и получить высокую точность компенсации. В принципе необходимо лишь выбрать напряжение младшего разряда меньше алгебраической разности порогов срабатывания пороговых $ПУ_+$ и $ПУ_-$. В описываемой схеме с шестиразрядным счетчиком это напряжение составляет около 160 *мв*, а пороги срабатывания триггеров Шмидта, примененных в качестве $ПУ_+$ и $ПУ_-$, равны соответственно +100 и —100 *мв*. Входное напряжение может быть в пределах от нуля до +10 *в*.

Выходной сигнал электронной модели адаптирующейся ячейки представляет собой пачку стандартных импульсов, вырабатываемых задержанным мультивибратором *ЗМ*, причем число импульсов в пачке прямо пропорционально приращению входного напряжения, вызвавшему очередную отработку схемы.

Выходной сигнал в схеме, показанной на рис. 70, появляется как при увеличении входного напряжения, так и при его уменьшении

(рис. 71,*б*). Если же необходимо моделировать адаптивную реакцию нейрона только на увеличение интенсивности раздражителя (как на рис. 68), то достаточно добавить к схеме логическую ячейку И с двумя входами. На один ее вход подаются импульсы от мультивибратора *ЗМ*, а на другой — выходное напряжение порогового устройства $ПУ_{+}$. При этом с выхода ячейки И можно снять сигналы, соответствующие одним приращениям входного напряжения (рис. 71,*в*).

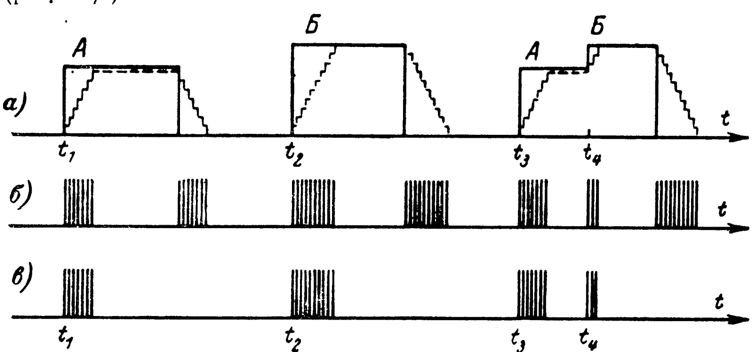


Рис. 71. Реакция электронной модели адаптирующейся ячейки на сигналы того же типа, что на рис. 70.

а — входное напряжение (сплошные линии) и компенсирующее напряжение (штриховые линии); *б* — выходные импульсы схемы рис. 70; *в* — то же при добавлении логической ячейки И.

Переходя от одиночного нейрона к «нейронному полю» — совокупности нейронов, осуществляющих определенный этап отображения внешнего сигнала в многоканальной системе параллельного анализа, можно продуктивно применить принцип компенсации для объяснения острой реакции слуха на изменения других характеристик звуковых сигналов, например на изменение высоты тона.

Представим себе, что вслед за рядом рецепторных нейронов, связанных с различными точками основной мембраны, следует ряд нейронов с сильно развитой способностью к адаптации. Электронную



Рис. 72. Структура модели адаптивного механизма обострения реакции на изменение высоты тона.

Д — детекторы (рис. 36); *АЯ* — адаптирующиеся ячейки (рис. 70 с добавлением схемы И для сохранения реакции только на приращения входного напряжения).

модель такой структуры можно построить по схеме, показанной на рис. 72. В качестве основной мембраны может быть применена многозвенная электрическая линия или набор параллельных фильтров в виде одиночных колебательных контуров с низкой добротностью (около единицы).

Вследствие низких частотно-избирательных свойств основной мембраны при воздействии синусоидального входного сигнала его энергия будет одновременно поступать в большое число каналов и напряжение на выходе детекторов электронной модели будет соот-

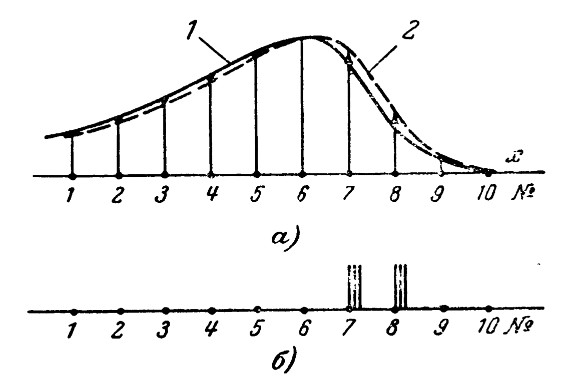


Рис. 73. Амплитудно-координатные характеристики для сигналов двух близких частот (*а*) и реакция схемы рис. 72 на изменение частоты сигнала (*б*).

ветствовать ординатам амплитудно-координатной характеристики модели основной мембраны для сигнала данной частоты (кривая *1* на рис. 73,*а*). Большинство адаптирующихся ячеек зафиксирует момент включения такого сигнала генерацией пачек импульсов, но по окончании процесса компенсации на их выходах никакой активности наблюдаться не будет.

Небольшое изменение частоты сигнала приведет к незначительным изменениям выходных напряжений детекторов, как, например, при переходе от кривой *1* к кривой *2* на рис. 73,*а*. Однако те адаптирующиеся ячейки, на входах которых при таком изменении частоты напряжение слегка возросло (*7*, *8*), немедленно откликнутся соответствующими пачками импульсов (рис. 73,*б*). Таким образом, изменение частоты сигнала четко замечается.

Расчеты показывают, что для объяснения малого дифференциального порога по частоте (порядка 0,5%) при низкой добротности частотных характеристик основной мембраны (около единицы) необходимо предположить существование в нейронной сети элементов, реагирующих на приращение амплитуды колебаний мембраны менее чем на 0,01%. Эта цифра кажется малоправдоподобной даже для адаптирующихся элементов. Однако если учесть механизм обострения, требующийся для объяснения критических полос, то значение эквивалентной добротности можно увеличить примерно до 10. Тогда дифференциальные пороги по частоте могут быть объяснены при

наличии элементов, реагирующих на изменение стимула на 1%, что в свете механизма адаптации не вызывает затруднений.

Существование нейронов, полностью адаптирующихся к стимулу постоянной интенсивности, не вызывает сомнений в связи с открытием в результате электрофизиологических экспериментов большого количества так называемых нейронов типа «он — офф» (по-английски «включено — выключено»), которые реагируют только на появление и пропадание стимула и не проявляют никакой активности в течение всего времени его действия.

Структурами, аналогичными только что рассмотренной, можно объяснить и другие свойства слуха с поразительной остротой ощущать малейшие изменения характеристик сигналов: уровня, спектрального состава и т. д. По-видимому, аналогичные механизмы адаптивной природы лежат в основе восприятия динамики разнообразных сигналов, в частности музыки.

ВОЗМОЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ ВЫДЕЛЕНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В ОРГАНЕ СЛУХА

В предыдущих разделах мы познакомились с основными структурными элементами слухового анализатора и простейшими операциями, которые эти структуры могут выполнять в процессе анализа сигналов. Восприятие разнообразных, зачастую очень сложных (см., например, рис. 13,*б*) сигналов, с которыми приходится иметь дело человеку в повседневной жизни, их классификация, выделение и опознание нужных сигналов из всего множества звуков, воздействующих на орган слуха,— все эти процессы возможны лишь благодаря сочетанию различных методов анализа сигналов, имеющихся в распоряжении живого организма.

В этом разделе мы постараемся набросать в общих чертах картину анализа реальных сигналов в органе слуха. Эта картина еще не может быть ни достаточно полной, ни вполне достоверной. Некоторые черты ее будут основываться не на физиологических данных, которых недостает, а на логике общей теории анализа сигналов, разработанной для нужд техники и привлеченной для объяснения фундаментальных психоакустических характеристик слуха.

Согласно современным воззрениям процесс обработки воспринимаемых слухом сигналов происходит в несколько этапов по мере продвижения информации от периферии слухового анализатора к центральному отделу. Соответственно можно говорить о нескольких уровнях отображения внешних сигналов в структурах органа слуха [Л. 13]. Общая тенденция анализа при переходе от низших уровней отображения к высшим состоит в постепенном отсеивании второстепенных, несущественных с точки зрения информационного содержания, деталей воспринимаемых сигналов и в переходе от подробных частных описаний к лаконичным наборам наиболее характерных признаков. Так, по крайней мере, заканчивается процесс осознания информации, воспринимаемой любым органом чувств, например появление суждения о смысловом значении конкретного слова независимо от того, кем и как оно произнесено, при отсутствии или наличии каких-либо посторонних звуков, шумов.

В качестве низшего уровня отображения внешних сигналов в органе слуха можно принять основную мембрану (выходы моделирующих ее характеристики фильтров Φ_1, Φ_2, ..., Φ_n на рис. 74).

Здесь сигналы подвергаются грубому частотному анализу с разложением в пространстве (вдоль мембраны) на полосы Δf шириной около октавы. Этот анализ происходит очень быстро, так как в соответствии с формулой (9) при большом значении Δf время анализа Δt будет малым (в среднем около 1 *мсек*) и обеспечивает практически мгновенную передачу в нейронную сеть информации о появлении любого нового сигнала.

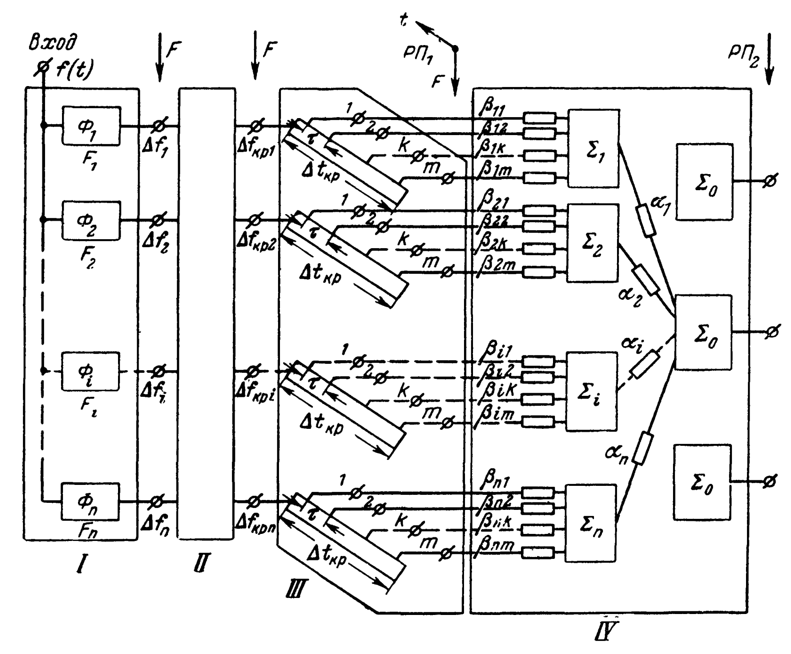


Рис. 74. Блок-схема модели начальных этапов анализа сложных сигналов в органе слуха.

Существование вытекающих из разнообразных психоакустических экспериментов критических полос $\Delta f_{\text{кр}}$, примерно в 7 раз более узких, чем полосы Δf, формируемые основной мембраной, позволяет говорить о наличии механизма обострения где-то на самом входе нейронной части слухового анализатора, ибо существенно нелинейные процессы в нейронных структурах должны мешать повышению реальной избирательности частотных каналов. На рис. 74 второй уровень отображения соответствует выходам блока *II*, в котором происходит обострение частотных характеристик и преобразование сигналов в импульсную форму, свойственную нейронной сети.

Другие психоакустические эксперименты, посвященные изучению маскировки коротких сигналов (например, щелчков), следующих один за другим, показали, что нелинейное взаимодействие таких сигналов наблюдается в течение интервала времени $\Delta t_{\text{кр}} = 150 \div 250$ *мсек*. Отсюда представляется правдоподобным существование в нейронных

каналах цепочек с соответствующим временем задержки сигналов и элементов, суммирующих возбуждения отдельных нейронов этих цепочек. Операция временного анализа, выполняемая такими линиями с полным временем задержки $\Delta t_{кр}$, моделируется на рис. 74 блоком *III*, выходы которого образуют третий уровень отображения внешних сигналов. При этом в пределах каждого частотного канала шириной $\Delta f_{кр}$ сигнал оказывается разложенным на протяжении времени $\Delta t_{кр}$ во временной спектр вида

$$f_i(t) = \sum_{k=1}^{m} C_{ik} \Pi (t - k\tau) \tag{20}$$

[сравните с формулой (6)].

Совокупность же выходов блока *III* по всем частотным каналам представляет любой входной сигнал в виде

$$f = \sum_{i=1}^{n} A_i f_i(t) = \sum_{i=1}^{n} A_i \left[\sum_{k=1}^{m} C_{ik} \Pi (t - k\tau) \right], \tag{21}$$

где первый знак суммы (по номерам i частотных каналов) условно обозначает совокупность временных спектров $f_i(t)$ типа описываемого формулой (20).

Элементарные интервалы τ на основании теоремы Котельникова (8) должны составлять для каждого канала

$$\tau_i = \frac{1}{2\Delta f_{кр i}}, \tag{22}$$

где $\Delta f_{кр i}$ — критическая полоса данного частотного канала. При этом легко оценить необходимое число отводов m. Так, для канала с резонансной частотой $F_i = 1$ *кгц* положим $\Delta f_{кр} \approx 160$ *гц* и из формулы (22) получим $\tau \approx 3$ *мсек*; тогда при $\Delta t_{кр} \approx 200$ *мсек* на основании формулы (7) найдем $m = \varpi \approx 65$.

При выполнении этих соотношений описание любого внешнего сигнала в пределах воспринимаемой слухом полосы частот и на отрезке времени $\Delta t_{кр}$ на выходах блока *III* будет полным. Таким образом, рассмотренные механизмы анализа служат лишь для преобразования формы представления внешних сигналов к виду, удобному для последующей обработки информации, но не вызывают потери каких-либо свойственных этим сигналам признаков. На этом основании все описанные выше операции можно объединить под общим названием первичного анализа сигналов, а выходы блока *III* назвать первичным рецептивным полем ($РП_1$).

Суммирование временных составляющих в пределах критического времени анализа $\Delta t_{кр}$, объясняющее маскировку следующих друг за другом коротких звуков, отражено на рис. 74 блоком *IV*, в который входят ячейки Σ_1, Σ_2, ..., Σ_n, суммирующие импульсы в пределах индивидуальных частотных каналов, и ячейка Σ_0, суммирующая выходы всех каналов (подобно рис. 66 и 67 в качестве суммирующих ячеек могут использоваться и логические схемы типа И с тем или иным порогом срабатывания). Наличие таких ячеек должно приводить к прохождению на выход блока *IV* только определенных сигналов с коэффициентами A_i, C_{ik} в формуле (21), соответствующими весовым коэффициентам α_i, β_{ik} входных цепей суммирующих ячеек. Следует предположить, что в блоке *IV* для

каждого частотного канала имеется целый ряд суммирующих ячеек типа $\Sigma_1, \Sigma_2, \ldots, \Sigma_n$ с разными значениями весовых коэффициентов β_{ik} и множество ячеек типа Σ_0 с разными весовыми коэффициентами α_i. Этим самым обеспечивается прохождение на соответствующие выходы блока *IV* целого набора стандартных сигналов длительности $\Delta t_{кр}$, образующих систему элементарных сигналов, специфичных для анализатора данного типа.

При прохождении через блок *IV* некоторые простые сигналы или составляющие сложных сигналов могут быть утеряны (те, для которых отсутствуют суммирующие ячейки с соответствующими коэффициентами β_{ik} и α_k). Формирование нейронных структур, моделируемых блоком *IV*, происходит у живых организмов в процессе эволюции данного вида в результате приспособления к окружающей среде и после закрепления передается по наследству. Ясно, например, что лягушке необходимо прежде всего реагировать на летящую муху, чтобы не умереть с голоду. Оказалось, что в нейронной сети ее органа зрения есть клетки, четко реагирующие на движущееся пятно и не откликающиеся на такое же пятно, если оно неподвижно. Это значит, что из общего описания сигнала, появляющегося на первичном рецептивном поле, далее выделяется признак, наиболее важный данному организму.

У организмов различных видов, естественно, наборы важных признаков неодинаковы, но в пределах одного вида они должны быть достаточно устойчивыми. С учетом сказанного совокупность выходов блока *IV* можно рассматривать как вторичное рецептивное поле ($РП_2$), осуществляющее сокращенное описание внешних сигналов, а все предшествующие ему структуры считать врожденными и характерными для организмов данного вида. Вторичным рецептивным полем заканчивается стандартная для организмов данного вида переработка внешних сигналов, состоящая в представлении любых сигналов той или иной комбинацией ограниченного числа (по количеству ячеек Σ_0), специфичных для этого организма элементарных сигналов типа, описываемых формулой (21).

Дальнейшие механизмы переработки информации, обусловливающие выделение, опознание и смысловое восприятие всего многообразия мира звуков, связаны с раскодированием полученных на вторичном рецептивном поле комбинаций элементарных сигналов и частично могут осуществляться при помощи структур, аналогичных рассмотренным выше. Однако в целом действие слухового анализатора на более высоких уровнях еще менее ясно, чем принципы первичного анализа, и мы ограничимся лишь ссылкой на то, что в последующем анализе, по-видимому, первостепенное значение приобретают нейронные структуры, формирующиеся уже при жизни данного человека как индивидуума в результате накопления индивидуального опыта и обучения.

ПЕРЦЕПТРОН ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ СЛУХОВЫХ ОБРАЗОВ

Перцептронами (от слова латинского происхождения *перцепция* — понимание, познавание) называют кибернетические устройства, призванные имитировать способность живых организмов к обучению распознавать в различных вариантах внешних сигналов (образах) заключенную в них существенную информацию (понятие),

например свойство определять букву «а» в разных начертаниях, в том числе и таких, которые не демонстрировались в процессе обучения.

На рис. 75 изображена упрощенная блок-схема перцептрона для распознавания слуховых образов, разработанного американским ученым Фрэнком Розенблаттом и названного им «Тобермори». Она состоит из четырех основных частей: входного устройства *I*, создающего электрические изображения акустических сигналов (сюда, кроме микрофона *М* и усилителя низкой частоты *УНЧ*, входят также магнитофоны *МФ*, воспроизводящие заранее записанные звуки, и генераторы синусоидальных колебаний *ЗГ* и низкочастотного шума *ГШ*), систем формирования первичного и вторичного рецептивных полей (*II*, *III*) и обучаемого блока распознавания *IV*.

Смесь любых сигналов, получаемых от входного устройства *I*, поступает на блок *II*, начинающийся набором из 45 фильтров $Ф_1$—$Ф_{45}$, перекрывающих диапазон частот от 30 до 9 400 *гц*. Уровень сигнала в каждом частотном канале определяется величиной выходного напряжения детекторов $Д_1$—$Д_{45}$. За детекторами следуют логарифмические усилители $ЛУ_1$—$ЛУ_{45}$, позволяющие нормализовать описание данного сигнала при различных его интенсивностях. В таком виде совокупность напряжений, характеризующих распределение энергии сигнала в 45 частотных каналах, поступает на панель переключений *ПП1*, к которой в любых комбинациях могут быть подключены 40 пар входов дифференциальных усилителей $ДУ_1$—$ДУ_{40}$, осуществляющих попарное сравнение интенсивностей энергии в различных частотных каналах.

К выходу каждого дифференциального усилителя присоединены два пороговых устройства $ПУ_+$ и $ПУ_-$, одно из которых срабатывает при условии, что выходное напряжение данного *ДУ* положительно и превышает некоторую величину $+\Delta$, а другое — когда выходное напряжение отрицательно и по абсолютной величине превышает порог $-\Delta$. В первом случае пороговое устройство $ПУ_+$ замыкает ключ $К_+$, направляющий импульсы от генератора *ГИ* на вход одной цепочки задержанных мультивибраторов $МВ_1$—$МВ_{20}$, а во втором случае замыкается ключ $К_-$, направляющий импульсы на вход другой такой же цепочки мультивибраторов.

Каждый из мультивибраторов генерирует стандартный импульс и по его окончании запускает следующий за ним по цепочке мультивибратор. Таким образом эти цепочки задержанных мультивибраторов имитируют линии задержки стандартных импульсов. Полное время распространения возбуждения вдоль одной цепочки может устанавливаться (регулировкой длительностей импульсов) в пределах от 0,2 до 2 *сек*. Выходы всех мультивибраторов, а их всего 1 600 (по 20 в каждой цепочке, и по 2 цепочки в каждом из 40 каналов), поступают на вторую панель переключений $ПП_2$, которая выполняет в описываемом перцептроне роль первичного рецептивного поля $РП_1$. К моменту окончания любого сигнала продолжительностью менее 0,2—2 *сек* на этом поле появляется его частотно-временное описание с помощью импульсов в количестве до 1 600, которые подобны коэффициентам A_i, C_{ik} в формуле (21)*.

* Отметим, что в отличие от описанной выше модели (рис. 74) здесь представление сигнала на первичном рецептивном поле получается уже неполным, так как пороговые устройства сокращают информацию об интенсивностях отдельных частотных составляющих.

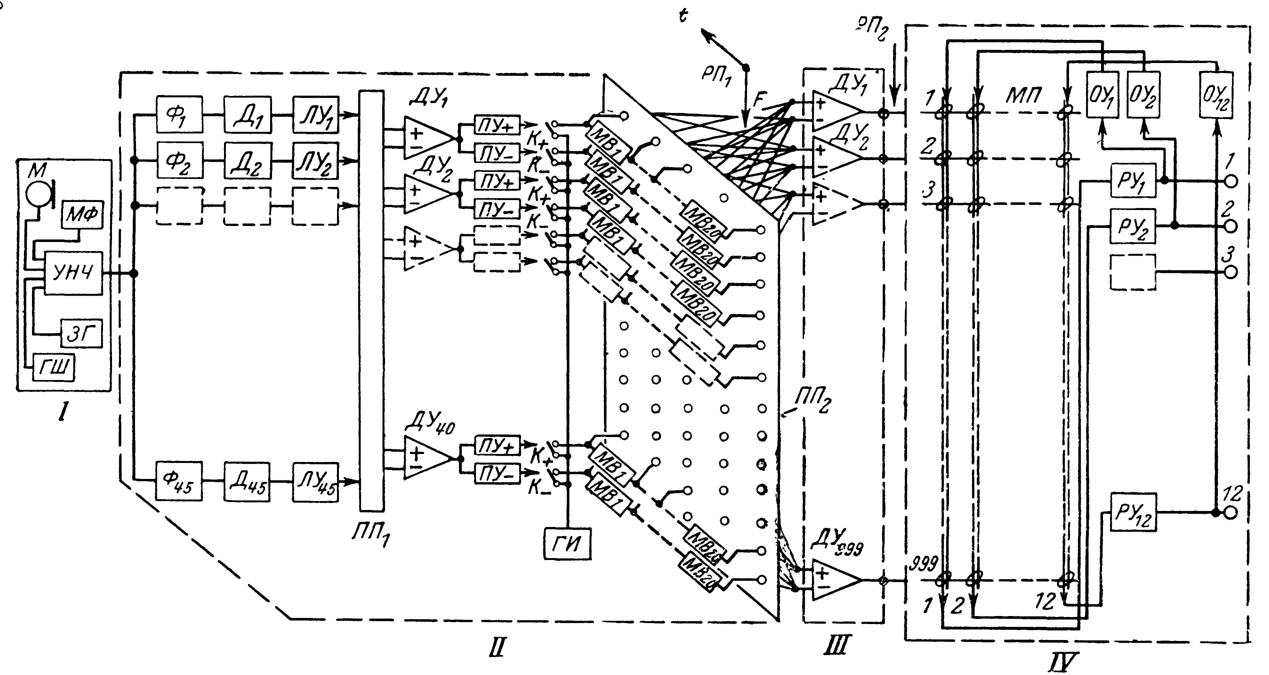


Рис. 75. Упрощенная схема перцептрона для распознавания слуховых образов.

Далее идет блок ассоциативных суммирующих элементов (всего их 999), выходы которых формируют вторичное рецептивное поле $РП_2$. Каждая суммирующая ячейка представляет собой дифференциальный усилитель ($ДУ_1$—$ДУ_{999}$ в блоке *III*), снабженный 20 входными зажимами (по 10 на инвертирующий и неинвертирующий входы). Эти входы (около 20 000) соединяются в различных комбинациях с 1 600 выходов блока *II*, в результате чего образуется набор довольно сложных элементарных сигналов, проходящих на выходы вторичного рецептивного поля. Эти элементарные сигналы следует рассматривать как характерные признаки, которые анализатор выделяет из любых поступающих на его вход сигналов. В зависимости от ассортимента звуков, которые надо наиболее эффективно анализировать, могут требоваться различные комбинации соединений на панели $ПП_2$, однако успешный выбор этих комбинаций, определяющих набор классификационных признаков, в значительной мере зависит от интуиции исследователя.

Важнейшей частью блока обучения и распознавания *IV* является система адаптивной памяти, выполненная в перцептроне «Тобермори» в виде матрицы из специальных ферритовых сердечников тороидальной формы. Эта матрица памяти *МП* представляет собой сетку из 999 горизонтальных линий и 12 вертикальных, в точках пересечения которых расположены упомянутые сердечники (около 12 000). С помощью ряда вспомогательных устройств, действующих на высоких частотах (100 и 200 *кгц*) и не показанных на рис. 75, эти сердечники могут приобретать различную степень намагниченности и тем самым выполнять в процессе обучения функции элементов, запоминающих значения весовых коэффициентов. Последние задаются напряжениями 999 выходов вторичного рецептивного поля $РП_2$, т. е. соответствуют весам признаков запоминаемых сигналов. С каждым из 12 вертикальных столбцов матрицы памяти связано свое решающее устройство *РУ*, создающее на соответствующем выходе перцептрона (*1*, *2*, ..., *12*) отклик при появлении на вторичном рецептивном поле характерной для данного столбца комбинации признаков. Требуют, чтобы перцептрон откликался на тот или иной образ (слово) определенной комбинацией состояний решающих устройств. При этом обучающие устройства $ОУ_1$—$ОУ_{12}$, сравнивая появляющийся отклик с желаемым, автоматически корректируют намагниченность ферритовых колец до тех пор, пока не будет достигнута желаемая реакция.

При выработке желаемой реакции на другое слово ранее сформированные в матрице памяти веса, вообще говоря, изменяются и качество опознания ранее «выученного» слова ухудшается. Однако соблюдая определенные правила обучения, удается научить перцептрон распознаванию целого ряда слов с использованием для запоминания их признаков общей матрицы памяти. Выбор эффективных правил обучения опознающих устройств представляет собой самостоятельную сложную проблему, с которой читатель может познакомиться по книге советских ученых А. Г. Аркадьева и Э. М. Бравермана [Л. 1].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Читатель, прочитав эту книгу, должен понять, что еще очень мало известно об истинных процессах, протекающих в нейронных сетях слуховой системы, а в направлении моделирования предполагаемых механизмов сделаны лишь первые шаги.

Кроме обсуждавшихся в данной книге возможных процессов анализа сигналов, в слухе громадную роль играют такие явления, как запоминание образов (сигналов) и их временных последовательностей, взаимодействие между информацией, получаемой каждым ухом в отдельности (биноуральный слух), и многие другие.

В нашей книге все эти вопросы не обсуждались, так же как и многие гипотезы и проблемы, прямо относящиеся к анализу сигналов. Поэтому весь изложенный материал может и должен служить толчком к активным мыслям читателя в направлении решения затронутых проблем. Если такие мысли возникнут, то читатель, несомненно, изучит более глубоко тот или иной вопрос и с легкостью убедится в наивности и нестрогости многих моделей, описанных выше. Тем не менее хочется надеяться, что описанные простейшие схемы и представления могут явиться в ряде случаев начальными вариантами более сложных и правдоподобных моделей.

С этой точки зрения полезно отметить некоторые задачи, представляющиеся нам наиболее заманчивыми как для изобретательства, так и для построения логических моделей процессов.

1. Необходимо найти простой способ осуществления управляемых связей между отдельными элементами, моделирующими нейронные клетки. Такие схемы должны быть небольшими по размерам и дешевыми, чтобы их можно было использовать в массовом масштабе (сотнями и тысячами), и, с другой стороны, должны обладать большим диапазоном изменения веса, способностью сохранения достигнутого состояния в течение длительного времени.

2. Необходимо на основе углубленного изучения имеющихся данных создать модель рецепторной клетки, сочетающую в себе высокую чувствительность к изменениям определенного стимула и способность работать в режиме преобразования непрерывных сигналов в последовательности импульсов. К такой модели сохраняются требования малогабаритности и дешевизны.

3. В свете высказанных в книге соображений о важности учета адаптивных механизмов при моделировании деятельности биологичесих систем представляется весьма вероятным, что наряду с рассмотренными элементарными адаптивными механизмами, свойственными одиночному нейрону, существуют значительно более сложные механизмы этого же рода, детали которых пока еще не ясны. Не исключено, что именно механизмами адаптивной природы удастся объяснить многие еще загадочные свойства слуха человека, такие как способность выделять желаемый сигнал при наличии сильных помех (например, речь собеседника в шумной компании), потерю сознательного восприятия ненужных сигналов (тикания часов).

Однако сейчас наши знания о принципах восприятия, обработки и хранения акустической информации органами слуха еще слишком ограничены, и для разрешения перечисленных и многих других вопросов требуется упорная настойчивая работа большой армии физиологов, психологов, математиков, инженеров и энтузиастов других самых различных профессий, заинтересованных в раскрытии секретов самой сложной машины — человека.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аркадьев А. Г., Браверман Э. М., Обучение машины распознаванию образов, изд-во «Наука», 1964.

2. Гершуни Г. В., Изучение деятельности звукового анализатора человека на основе использования разных реакций, сб. «Проблемы физиологической акустики», т. III 1955, стр. 45.

3. Казимиров Э. И., Модель промежуточного нейрона, в сб. «Бионика», изд-во «Наука», 1965, стр. 154—159.

4. Леттвин Дж., Что сообщает глаз лягушки мозгу лягушки, сб. «Электроника и кибернетика в биологии и медицине», Изд-во иностр. лит., 1963, стр. 211—239.

5. Миллер Е. В., Бесконтактные логические элементы на полупроводниках и их применение , изд-во «Энергия», 1964.

6. Ржевкин С. Н., Слух и речь в свете современных физических исследований, 1936.

7. Розенблатт Ф., Принципы нейродинамики, изд-во «Мир», 1965.

8. Сочивко В. П., Электрические модели нейронов, изд-во «Энергия», 1965.

9. Стивенс С. С., Экспериментальная психология, т. 2, Изд-во иностр. лит., 1963.

10. Фельдкеллер Р. и Цвикер Э., Ухо как приемник информации, изд-во «Связь», 1965.

11. Харкевич А. А., Спектры и анализ, Гостехиздат, 1953.

12. Чистович Л. А., Частотные характеристики эффекта маскировки, «Биофизика», 1957, № 2, стр. 749.

13. Чистович Л. А., Психоакустика и вопросы теории восприятия речи, сб. «Распознавание слуховых образов», изд-во «Наука», Новосибирск, 1966.

14. Bekesy G., Experiments in hearing, N. Y., 1960.

15. Franssen N. V., Some consideration of the mechanism of directional hearing, Maastricht, 1960.

16. Gabor D., Theory of communication, pt 2: The analysis of hearing, J. Inst. Electr. Engrs, Nov. 1946, vol. 93, pt 3, № 26.

17. Griffith V. V., A model of plastic neuron, IEEE Trans. MIL-7, 1963, № 2—3, p. 243.

18. Huggins W. H., Licklider I. C. R., Place mechanisms of auditory frequency analysis, J. Acoust. Soc. Amer., 1951, vol. 23, p. 290.

19. Katsuki Y., Sumi T., Uchijama H., Watanabe T., Electric responses of auditory neurons in cat to sound stimulation, J. Neurophysiology, 1958, vol. 21, № 6.

20. Zwislocki J., Theorie der Schneckenmechanik, Acta Otolaringologica, Suppl. LXXII, 1948.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 23 коп.